radio fernsehen elektronik

6

1980

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033 – 7900
JUNIHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Leipziger Frühjahrsmesse 1980

Sensoren für die Mikroelektronik

Kompaktkassette für Endlosbetrieb

Standard-Interfaces der Meßtechnik

Von Dr.-Ing.
Günther Naumann,
Prof. Dr. rer. nat. habil.
Wolfgang Meiling
und Dipl.-Ing.
Andreas Stscherbina.
Herausgegeben von
Prof. Dr.-Ing. habil.
Harry Trumpold und
Prof. Dr.-Ing. habil.
Eugen-Georg Woschni

Reihe Meßtechnik.
288 Seiten,
129 Bilder, 67 Tafeln,
Kunstleder, 38,– M.
Bestell-Nr. 552 846 6

Für ingenieurtechnisches Personal aus Forschung, Entwicklung und Projektierung auf den Gebieten der Meßtechnik, Automatisierungstechnik und Informationsverarbeitung; Lehrkräfte und Studierende der genannten Gebiete.

Die vielfältigen Aufgaben der Meßtechnik und der Automatisierungstechnik zwingen zum rationellen Einsatz der erforderlichen Elektronik. Voraussetzung dazu ist eine Vereinheitlichung der Anschlußbedingungen der einzelnen Funktionseinheiten. Empfehlungen dieser Art werden unter dem Begriff Standard-Interface zusammengefaßt. Das Buch vermittelt die theoretischen Grundlagen für die Vereinheitlichung dieser Anschlußbedingungen, wobei zweckmäßige und praktisch bewährte Realisierungen durch zahlreiche Beispiele erläutert werden.

Aus dem Inhalt:

Bedeutung eines Standard-Interface
Grundsätzlicher Inhalt eines Standard-Interface
Charakteristische Systemstrukturen
Klassifizierungsmerkmale von Standard-Interfaces
Wichtigste Merkmale einiger Standard-Interfaces
Kopplung von Funktionseinheiten mit unterschiedlichen Interfaces
Ein- und Ausgabeschnittstellen bei Rechnern.

Soeben erschienen

Auslieferung durch den Buchhandel

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild

In diesem Heft

Robotron stellte die elektronische Schreibmaschine S 6001 auf der Leipziger Messe vor. Lesen Sie unseren Messebericht ab Seite 343

Foto: K. Schwarzer

Leipziger Frühjahrsmesse 1980 343
- Bauelemente 344
- Fernsehen 346
- Radio 347
- Elektroakustik 348
- Antennen 351
- Sonstige Konsumgüter 351
- Meßtechnik und Datenerfassung 352
- Datenverarbeitungsanlagen 356
- Nachrichtengeräte 360
- Technologische Ausrüstungen 362

Sensoren für die Mikroelektronik 363

Bildsensoren und taktile Sensoren für Industrieroboter 365

MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 6 367

FÜR DEN SERVICE 371

BAUELEMENTEINFORMATIONEN 6 377

Automatische Nullpunktkorrektur von Analogschaltungen 379

K 140 MA 1 als Multiplizierer 383

Entwurf einer batteriegestützten CMOS-RAM-Steckeinheit 385

Tester für analoge Bauelemente 387

Impedanzwandler für Schwingungsmessungen mit piezoelektrischen Meßwandlern 389

Siebensegment-BCD-Dekoder 392

Schutzschaltungen für NF-Leistungsverstärker 393

Quarzzeitbasis für Sekunden- und Minutenimpulse 396

Kompaktkassette für Endlosbetrieb 397

Wir lernten kennen: R 4100 399

Neuerungen bei magnetischen Werkstoffen 400

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Übertragungen der Olympiade 1980
- Bauformen und Funktion von Elektrolytkondensatoren
- Thermisch geschützter 5-W-NF-Leistungsverstärker A 210
- Notwendigkeit der Schirmung von Antennenanlagen zur Verbesserung der Störfestigkeit
- Periodische Schwingungspaketsteuerung mit Triacs
- Tastatur mit Standardanschluß SIF 1000 und Hardware-Kodierung

СОДЕРЖАНИЕ

Лейпцигская Весенная Ярмарка 1980 г. 343

Радиодетали 344

Телевидение 346

Радиовещание 347

Электроакустика 348

Антенны 351

Другие бытовые приборы 351

Измерительная техника и сбор данных 352

Установки для обработки данных 356

Приборы связи 360

Технологические оснащения 362

Чувствительные элементы для микроэлектроники 363

Чувствительные элементы изображения и чувствительные элементы для промышленных работов 365

Современная техника питания 6 367

Для сервиса 371

Информации о конструктивных элементах 6 377

Автоматическая коррекция положения нуля в аналоговых схемах 379

К 140 МА 1 в качестве умножителя 383

Проект CMOS-ОЗУ-модуля со вспомогательной батарею 385

Аналоговый прибор для проверки полупроводников 387

Согласование при измерении колебаний с помощью пьезоэлектрических преобразователей 389

BCD-декодр на семь элементы 392

Защитные схемы для нч-усилителей мощности 393

Кварцевой эталон для секундных и минутных импульсов 396

Бесконечная компактная кассета 397

Познакомтесь: R 4100 399

Новые магнитные материалы 400

OBSAH

Lipský jarní veletrh 1980 343

Stavební součástky 344

Televize 346

Rozhlas 347

Elektroakustika 348

Antény 351

Jiné zařízení spotřební elektroniky 351

Měřicí technika a získávaní dat 352

Zařízení na zpracování dat 356

Sdělovací technika 360

Technické zařízení 362

Čidla pro mikroelektroniku 363

Obrazová a taktilní čidla pro průmyslové roboty 365

Moderní napájecí zdroje 6 367

Pro servis 371

Informace o součástkách 6 377

Automatická korektura nuly u analogových obvodů 379

Integrovaný obvod K 140 MA 1 použitý jako násobicí stupeň 383

Konstrukce zásuvné jednotky s pamětí RAM (CMOS) a podpěrnou baterií 385

Analogový zkoušeč polovodičových součástek 387

Impedanční transformátor pro měření kmitů pomocí piezoelektrických měřicích měničů 389

Dekodér pro převod sedmisegmentového kódu na kód BCD 392

Ochranné obvody pro nízkofrekvenční výkonové zesilovače 393

Časová jednotka řízená křemenným krystalem pro vteřinové a minutové impulsy 396

Kompaktní kazeta pro „nekonečný" provoz 397

Zkušenosti s R 4100 399

Novinky u magnetických materiálů 400

IN THIS ISSUE

Leipzig Spring Fair 1980 343

Components 344

Television 346

Radio 347

Electroacoustics 348

Antennas 351

Other electronic consumer goods 351

Measuring engineering and data recording 352

Data processing equipment 356

Communication equipment 360

Technological equipment 362

Sensors for microelectronics 363

Picture sensors and tactile sensors for industrial robots 365

Modern power supply technique 6 367

For the service 371

Component information 6 377

Automatic zero adjustment of analogue circuits 379

K 140 MA 1 as multiplier 383

Design of a battery-assisted CMOS-RAM plug-in unit 385

Analogue semiconductor tester 387

Impedance converters for vibration measurements with piezoelectric transducers 389

Seven-segment BCD decoder 392

Protective circuits for lf power amplifiers 393

Quartz time base for second and minute pulses 396

Packaged cassette for loop operation 397

Test report of R 4100 399

Innovations with magnetic material 400

rfe-Nachrichten

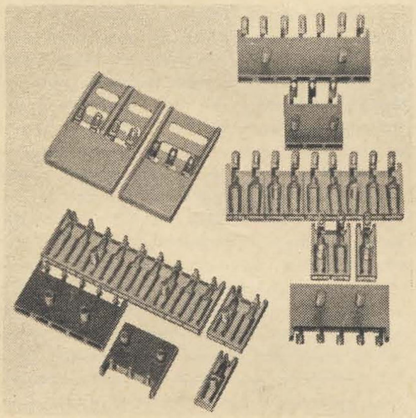
Zu unserem Messebericht

Einen ausführlichen Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1980 bringen wir auf den Seiten 343 bis 363. Hier noch einige zusätzliche Informationen.

● Mit einer Goldmedaille wurde das im VEB Plast-Elektronik Kamenz entwickelte Steckverbindersystem im 5-mm-Raster für die Modulbauweise ausgezeichnet (s. a. S. 346). Es besteht aus acht Typen für Leiterplattenanschluß mit 1, 2, 3, 5, 7, 9, 12 oder 13 Kontakten und fünf Typen für Drahtlötanschluß mit Zugentlastung mit 1, 3, 4, 6 oder 8 Kontakten. Die Leiterplattenbefestigung kann liegend oder stehend erfolgen. Als Steckerteile werden lose Kontaktstifte in vier Ausführungsformen verwendet, die direkt in die Leiterplatte eingepreßt und verlötet werden:

- runde Stifte, ein- und zweiseitig steckbar (drei Typen)
- abgewinkelte gestanzte Kontaktmesser.

Dieses Steckverbindersystem gestattet bei der Erhöhung der Servicefreundlichkeit der Geräte eine maximale Ausnutzung des Gerätevolumens. Durch einfache Automatisierbarkeit bei der Leiterplattenbestückung und den Wegfall der üblichen Steckerleiste können preisgünstige Geräte gefertigt werden. Durch die Anwendung von zwei verschiedenen Isolierstoffen sind die Steckverbinder bis 70 °C (Standardausführung) bzw. 125 °C (Sonderausführung) thermisch belastbar. Der maximale Betriebsstrom wird mit 5 A bzw. 8 A bei 20 °C Umgebungstemperatur garantiert. Eine edelmetallfreie Schichtkombination der Oberflächen gewährleistet neben den guten Löteigenschaften eine gegenüber Industrieatmosphäre relativ geringe Empfindlichkeit und einen geringen Kontaktwiderstand von maximal 5 mΩ.



Modulsteckverbinder für Rundfunk- und Fernsehgeräte
Werkfoto

Auf Grund des Kontaktsystems werden, wie allgemein üblich, 50 Steckungen erreicht. Die Prüfspannung wird mit 2 kW und der Isolierwiderstand mit 10^{11} Ω bzw. 10^{13} Ω angegeben. Erstmalig wird bei diesem Steckverbindersystem eine Prüfausfallrate mit 10^{-6} Ausfälle je Kontakt und Stunde und damit eine hohe Kontaktsicherheit garantiert.

Die Isolierkörper können bei der Standardvariante in den Farben weiß, grau, gelb und rot geliefert werden. Der Einsatz eines Kodierteiles in die Buchsenleiste anstelle einer Kontaktfeder sichert sowohl gegen um 180° verdrehtes Stecken als auch gegen unbeabsichtigtes Stecken falscher Modulbaugruppen.

Die Befestigung der Buchsenleiste für liegende Anordnung erfolgt durch thermisches Vernieten von einem Stift bis zu vier zylindrischen Stiften auf der Leiterplattenrückseite. Bei stehender Anordnung auf der Leiterplatte ist keine zusätzliche Befestigung erforderlich.

● Eine Masse von nur 0,9 kg (mit Batterien) und Abmessungen von 131 mm × 51 mm mal 157 mm hat der von Sanyo vorgestellte Schwarzweißfernseh-Portable TPM 2140. Er ist mit einer 6-cm-Bildröhre bestückt und enthält neben dem umschaltbaren Mehrnormenempfangsteil einen UKW-MW-Rundfunkteil sowie eine Quarzdigitaluhr mit LCD-Anzeige und Weck- bzw. Einschlafautomatik. Für Netzbetrieb ist ein getrennter Netzteil vorgesehen. Als NF-Ausgangsleistung werden 200 mW angegeben.

Schwarzweißfernseh-Portable TPM 2140
Foto: K. Schwarzer

● Sanyo Super D heißt ein neues Rauschunterdrückungssystem, das nach Angabe des Herstellers gegenüber anderen Kompander-Expander-Systemen einen um 10 dB höheren Geräuschspannungsabstand aufweist. Bei diesem Zweiband-Kompandersystem wird das Klangspektrum in zwei Frequenzbereiche (Übergangsfrequenz 4,8 kHz) aufgeteilt. Die Signalverarbeitung erfolgt linear im Verhältnis 2:1 (Kompression) bzw. 1:2 (Expansion). Für das vorgestellte Gerät PLUS N 55, das als unabhängiger Baustein für eine HiFi-Anlage entwickelt wurde, werden folgende Daten angegeben: Rauschunterdrückung 40 dB, Dynamik 100 dB, Frequenzgang 10...30 000 Hz (± 1 dB), Klirrfaktor 0,08 %.

Neuererkonferenz des Kombinats Rundfunk und Fernsehen

Am 16. April 1980 trafen sich in Leipzig etwa 80 Mitarbeiter des VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen, die sich speziell mit der Neuererbewegung beschäftigen, zu einer Rechenschaftslegung über die im Jahre 1979 geleistete Arbeit und zu einem Erfahrungsaustausch im Hinblick auf die Erfüllung der für 1980 geplanten Aufgaben. Der volkswirtschaftliche Nutzen aus der Neuerertätigkeit stieg von 10,99 Mill. M 1976 auf 15,17 Mill. M im Jahre 1979 und die Benutzungsfähigkeit von 69,5 % auf 73,8 %. Die Selbstkosten wurden 1976 um den Betrag von 9,1 Mill. M und 1979 um den Betrag von 12,7 Mill. M gesenkt. So erfreulich diese Bilanz ist, kann man jedoch mit anderen Resultaten nicht zufrieden sein. So liegt die 1979 erreichte Gesamtbeteiligung mit 36,5 % sowohl unter der Planzielstellung als auch unter dem Durchschnitt im Bereich des Ministeriums für Elektrotechnik/Elektronik. Außerdem sind das Bemühen und die Ergebnisse in den Betrieben recht unterschiedlich und bei einigen nicht befriedigend.

Aufgabe der Konferenz war es nun, Möglichkeiten zu finden bzw. zu zeigen, die Teilnahme der Werktätigen an der Neuererbewegung zu intensivieren und zu forcieren sowie verallgemeinerungsfähige Leitungserfahrungen darzulegen und Neuererbeispiele zur breiten Nachnutzung in der betrieblichen Praxis zu übermitteln.

Dazu sollte u. a. eine durch fünf Arbeitsgruppen vorgenommene Analyse des erreichten Standes der Neuerertätigkeit im Kombinat helfen, aus der Schlußfolgerungen für die zukünftige Arbeit zu ziehen waren.

Dominierend während des gesamten Konferenzverlaufes war die Forderung nach einer fundierten Leitungstätigkeit als Grundvoraussetzung, die Beteiligung an der Neuererbewegung im Kombinatsmaßstab mit 40...41 % in allen Betrieben zu stabilisieren.

Neu im Handel

HiFi-Anstellanlage

Mit der weiterentwickelten Bausteinserie wird, entsprechend dem internationalen Trend, dem Kunden die Möglichkeit gegeben, sich eine HiFi-Anlage nach seinen Wünschen zusammenzustellen. Vorteilhaft sind der geringe Platzbedarf und günstige Unterbringungsmöglichkeiten.

Folgende Komponenten werden angeboten:

HiFi-Tuner 922
HiFi-Wiedergabeverstärker HSV 925 (2 × 15 W) oder
HiFi-Wiedergabeverstärker HSV 926 (2 × 25 W)
HiFi-Plattenspieler Zarge Opal 216-1 (1 Geschwindigkeit) oder
HiFi-Plattenspieler Zarge Granat 216-1 (2 Geschwindigkeiten).

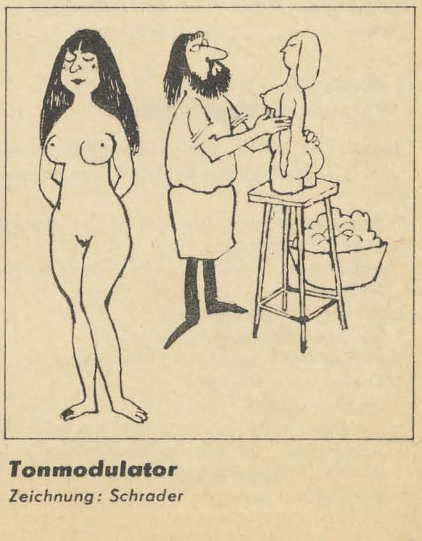
Alle Bausteine sind einheitlich schwarz gestaltet und in Technik und Ausführung optimal aufeinander abgestimmt.

T u n e r 9 2 2

Wellenbereiche	UKW, KW, MW, LW
Anzahl der Kreise	7 AM (2 abstimmbar) 16 FM (4 abstimmbar)
Abstimmanzeige	durch Instrument
NF-Frequenzgang	40...12 000 Hz ± 3 dB
automatische Stereoanzeige	durch Lämpchen
AFC	schaltbar
Halbleiterbestückung	16 Transistoren, 10 Dioden
Abmessungen in mm	418 × 88 × 336
Masse	≈ 4,5 kg

S t e r e o v e r s t ä r k e r H S V 9 2 5

Bei diesem Typ handelt es sich um die Variante mit der Ausgangsleistung 2 × 15 W Sinus, k ≦ 1 %. Der Übertragungsbereich beträgt 40...20 000 Hz. Die Bedienungsfunktionen —20 dB, Rumpel, Mono, Reserve, Fono, Band und Tuner sichern einen guten Bedienungskomfort und universellen Einsatz.



Tonmodulator
Zeichnung: Schrader

Das Gerät ist mit Silizium-Planartransistoren bestückt. Abmessungen 418 mm × 88 mm mal 336 mm, Masse etwa 6,5 kg.

Stereoverstärker HSV 926

Diese Ausführung unterscheidet sich vom HSV 925 durch höhere Ausgangsleistung (2 mal 25 W Sinus bei k ≦ 0,5 %) und vier zusätzliche Rauschfilter zur optimalen Unterdrückung von Fremdrauschen (wahlweise schaltbar) sowie durch eine Taste zum Abschalten der Lautsprecher bei Kopfhörerempfang.

Dieser ebenfalls voll mit Silizium-Planartransistoren bestückte Verstärker erfüllt damit hohe Ansprüche an HiFi-Wiedergabequalität. Voraussetzung ist natürlich die Verwendung entsprechender Kompaktboxen. Vom Hersteller empfohlen werden die HiFi-Boxen B 9351, die technisch und gestalterisch auf das Gerät abgestimmt sind.

Volumen	20 l
Belastbarkeit	25 VA bei 4 Ω
Übertragungsbereich des Verstärkers	30...30 000 Hz
Abmessungen in mm	418 × 94 × 360
Masse	≈ 7 kg

Plattenspielerzarge Opal 216/1

Dieser HiFi-Plattenspieler ist nur für die Nenndrehzahl 33 U/min eingerichtet. Er hat gedämpfte elektrische Absenkvorrichtung für den Tragarm, magnetisches Abtastsystem MS 16 SD, Antiskatingeinstellung, eingebautes Rumpelfilter und elastische Plattenteller-/Tragarmaufhängung. Beim Antrieb handelt es sich um Pesenantrieb (Riemenantrieb).

Übertragungsbereich	40...12 500 Hz
Drehzahlabweichung	± 1,2 %
Gleichlaufschwankungen	≦ 0,15 %
Rumpelgeräuschspannungsabstand	≧ 57 dB
Rumpelfremdspannungsabstand	≧ 38 dB
Fremdspannungsabstand	≧ 50 dB
Auflagekraft	2,5 kg
Abmessungen in mm	418 × 336 × 165
Masse	≈ 7,3 kg

Plattenspielerzarge Granat 216/1

Dieses Modell hat zwei Geschwindigkeiten: 33 und 45 U/min. Der Bedienungskomfort umfaßt neben der gedämpften Tragarmabsenkung elektronische Drehzahlumstellung, elektronische Drehzahlfeineinstellung mit Stroboskopeinrichtung, fotoelektrische Endabschaltung, Antiskatingeinstellung, elektronische Stummschaltung zur Störgeräuschunterdrückung, verzögernd wirkend, elastische Plattenteller-/Tragarmaufhängung. Als Abtastsystem kommt gleichfalls das MS 16 SD zum Einsatz. Antriebsart: Pese (Riemenantrieb).

Übertragungsbereich	30...20 000 Hz
Drehzahlabweichung	± 0 (einstellbar)
Gleichlaufschwankungen	0,12 %
übrige Daten äquivalent Opal	
Abmessungen in mm	418 × 336 × 165
Masse	≈ 7,7 kg.

5. Konferenz „Magnetische Signalspeicher"

Auf der vom 4. bis 9. Mai 1981 stattfindenden Tagung sollen folgende Gebiete behandelt werden:

1. Übersichtsvorträge zum Stand der Technik und zu Randgebieten
   Fachvorträge zu speziellen Problemen in den Teilgebieten
2. Theorie der Speicherung
3. Magnetische Informationsträger
4. Magnetköpfe und deren Materialien
5. Elektronische Probleme
6. Transportwerke
7. Sonstiges, z. B. Betriebstechnik mit Normung
8. Ausgewählte Beiträge zu Randgebieten wie Bubbles, Halbleiterspeicher usw.
9. Rundtischdiskussionen.

Die Konferenzsprachen sind deutsch und russisch (Simultanübersetzung). Die Teilnehmergebühr beträgt etwa 150,– M. Hotelzimmerreservierung erfolgt auf Kosten der Teilnehmer. Anfragen sind zu richten an: Akademie der Wissenschaften der DDR, Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse, Prof. Dr. H. Völz, 1199 Berlin-Adlershof, Rudower Chaussee 5.

Bei geplanter Vortragsanmeldung teilen Sie bitte die Sektionsnummer und das vorläufige Thema mit. Sie erhalten dann genaue Schreibanweisungen für die maximal drei Seiten lange Kurzfassung, die bis zum 1. Oktober einzusenden ist.

Meßtechnik

● Auf der Allunionsausstellung der UdSSR wurden zwei neue Digitalvoltmeter mit den Typenbezeichnungen B 7-27 und B 7-28 vorgestellt. Das Gerät B 7-27 mit einer 3½stelligen Anzeige ist ein Multimeter für die Messung von Gleich- und Wechselspannung, Gleichstromwiderstand, Gleichstrom und Temperatur in °C.

Gleichspannungen werden nach einer doppelten Integrationsmethode gemessen. Wechselspannungen, Gleichströme und Widerstände werden in Gleichspannungen umgesetzt. Die Temperaturmessung beruht auf der linearen Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitterspannung eines Transistors bei gegebenem Kollektorstrom. Das Auflösungsvermögen beträgt bei allen Messungen 0,001 vom Bereichsendwert, eine 100prozentige Überschreitung des Meßbereichs kann noch gemessen werden, Überlastschutz mit gleichzeitiger Anzeige ist vorhanden.

Mit dem Voltmeter B 7-28 lassen sich Gleich- und Wechselspannung, das Verhältnis zweier Gleichspannungen und das Verhältnis einer Wechsel- zu einer Gleichspannung messen. Es hat eine 5½stellige Anzeige und verfügt über automatische Polaritäts- und Bereichswahl, externe Datenausgabe und Fernsteuermöglichkeit, ist mit einem speziellen Filter ausgerüstet und kann unter erschwerten Umgebungsbedingungen eingesetzt werden (95 % Feuchte bei 30 °C).

Technische Daten	B 7-27	B 7-28
Meßbereiche		
Gleichspannung in V	$10^{-4}...10^{3}$	$10^{-6}...10^{3}$
Wechselspannung in V ($20...10^{5}$ Hz)	$3 \cdot 10^{-4}...300$	$10^{-4}...300$
Strom in A	$10^{-9}...0,2$	
Widerstand in Ω	$10^{-3}...2 \cdot 10^{7}$	$10^{-3}...10^{7}$
Temperatur in °C	−30...+100	
Gleichspannungsverhältnis (1 μV...1 000 V)		
(1...10 V)		$10^{-4}...100$
Wechselspannungsverhältnis U_x/U_y (U_x mit $20...10^{5}$ Hz)		
(U_y von 1...10 V)		$10^{-7}...100$
Masse in kg	6	9

● Das bisher als gasunempfindlich geltende α-Fe_2O_3 konnte nunmehr zu einem sehr empfindlichen Sensormaterial für Gasdetektoren entwickelt werden. Das aus Eisenoxidpulver mit einer Korngröße von 0,05...0,2 μm zusammengesinterte Sensorelement enthält viele sehr kleine Poren. Ringsherum ist es von einem Heizkörper umgeben, der es im Betrieb auf eine Temperatur von 450 °C aufheizt. Dringt ein brennbares Gas, z. B. Wasserstoff, Methan oder Propan, in die Poren ein, so wird das Eisenoxid an der Oberfläche zu Fe_3O_4 reduziert. Bei diesem Vorgang sinkt der Widerstand des Elementes stark ab. Die Ansprechzeit liegt etwas unter 10 s.

● Die Messung der Lichtwellenlänge mit einem Fehler von 10^{-7} läßt sich mit dem Prinzip der Vielfachreflexion realisieren. Weiterhin wird bei der Messung eine Art „elektrischer Nonius" benutzt. Die unbekannte Lichtwelle wird mit einer sehr genau bekannten Referenzwelle zur Interferenz gebracht. Durch eine weitere Verfeinerung soll es möglich sein, den Fehler auf 10^{-8} zu senken.

▼ **Probleme der Festkörperelektronik.** Im VEB Verlag Technik erschien der 11. Band dieser Reihe. Er befaßt sich ausschließlich mit Problemen der Mikroelektronik. Das Spektrum der behandelten Themen reicht vom Entwurf über technologische Verfahren und Anwendungen bis zum Einsatz von Mikroprozessoren. 208 Seiten, 121 Bilder, 14 Tafeln, 24,– Mark, Bestellnummer 552 728 7.

▼ **Staubabweisende Schallplatten** werden im Aprelewski-Werk bei Moskau hergestellt. Versuche mit mehr als hundert antistatischen Zuschlagstoffen brachten den erwünschten Erfolg. Außerdem soll die Masse der Schallplatte von 130 g auf 90 g verringert werden. Gegenwärtig entsteht eine neue vollautomatisierte Fertigungshalle mit einer Jahreskapazität von 40 Millionen Schallplatten.

▼ **Moderne Festkörper-Bildaufnahmesysteme** gestatten es, Kamerasysteme zur automatischen Längenmessung aufzubauen. Eine Fotodiodenzelle, die sich in der Bildebene der optischen Anordnung befindet, wandelt den erfaßten Objektbereich in eine analoge elektrische Pulsfolge um. Die Amplitudenwerte dieser Pulsfolge sind proportional zur Lichtintensität. Die analoge Impulsfolge wird einem Komparator zugeführt, der gleichzeitig auch eine Schwellspannung erhält, die sich automatisch an die Beleuchtung anpaßt. Unbeleuchtete Fotodioden, deren Pulsamplitude unter der Schwellspannung liegt, geben den logischen Wert Null ab. Beleuchtete Fotodioden liefern den logischen Wert Eins. Man erhält damit ein binäres Ausgangssignal, das einer Schwarzweißdarstellung des abgebildeten Objektstreifens entspricht. Dieses Signal wird in einer Auswertelogik nach Flanken untersucht, woraus man ein Meßsignal zur Ermittlung der Position von Kanten oder Durchmessern erhält. Weiterhin ist auch die direkte Ermittlung der Abmessungen eines Spaltes oder eines Loches möglich.

▼ Der **Dynamikbereich eines Empfangssystems** kann durch Verlagerung der verstärkenden Elemente des Systemeingangs in die Antenne einerseits und durch Bandbegrenzung im passiven Antennenteil andererseits optimiert werden. Die Bandbreitenreduktion vor den verstärkenden Elementen ermöglicht es, bei entsprechender Wahl der Transformationseigenschaften der Selektionsschaltung die Rauschanpassung des Antennenverstärkers an die Strahlerstruktur und damit eine Minimierung des Eigenrauschens zu gewährleisten. Der Antennenverstärker erhält durch die Selektion nur einen Teil des Signalspektrums, wodurch sich die Gefahr der Bildung nichtlinearer Verzerrungen erheblich verringert. Diese Optimalkriterien können durch die jüngsten Entwicklungen im Empfängerbau und beim heutigen Stand der Halbleitertechnologie in zuverlässiger und wirtschaftlicher Weise durch den Einsatz von selektiven Empfangsantennen, die zur Bewältigung größerer Frequenzbereiche automatisch abstimmbar sind, verwirklicht werden.

▼ Wie die elektronik-zeitung 17 (1979) H. 17, S. 6, berichtet, gibt es **ein neues Tonwiedergabeverfahren, Holophonie** genannt, das aus einem üblichen Stereosignal ein positionsunabhängiges räumliches Klangbild ableitet. Dabei kann der Zuhörer seinen Platz innerhalb des Wiedergaberaumes frei wählen, ohne daß dabei die Balance neu eingestellt werden muß. Zur Erzielung dieses verbesserten Klangeindrukkes muß eine Stereoanlage um das Holophoniegerät und eine Lautsprecherkette ergänzt werden. Das Holophoniegerät übernimmt das Stereo-NF-Signal von einem Rundfunkempfänger (Lautsprecherbuchsen). Es enthält eine Frequenzweiche, die die Tonfrequenz unterhalb 300 Hz abtrennt und sie den üblichen Lautsprechern zuführt, und verschiedene Verzögerungsschaltungen und Endstufen zur Ansteuerung der Lautsprecherkette. Die Verzögerung längs der Lautsprecherkette entspricht der Schallgeschwindigkeit in Luft, so daß eine Wellenfront

senkrecht zur Lautsprecherkette abgestrahlt wird. Der Klangeindruck läßt sich dadurch verbessern, auch wenn der Zuhörer außerhalb des optimalen Stereo-Zuhörbereiches sitzt. So hört z. B. ein Zuhörer in der Nähe des linken Lautsprechers bei üblichem Stereobetrieb die Schallabstrahlung dieses Lautsprechers früher und lauter als die des rechten (Linksortung). Beim Holophoniebetrieb gelangt die Schallabstrahlung des linken Lautsprechers zwar eher zum Zuhörer, aber die des rechten ist hier lauter. Dadurch ergibt sich eine bessere Richtungsauflösung.

▼ **Ein neuer Magnetblasenspeicher** verwendet zur Darstellung der binären Zustände zwei verschiedene Blasentypen, während bisher bekannte Magnetblasenspeicher die Binärzustände durch das Vorhandensein oder das Fehlen einer Blase darstellten. Die Chipoberfläche besteht wie in konventionellen Einheiten aus Schleifen feinster Permalloy-Elemente. Die Magnetblasen bewegen sich unter diesen Elementen von einem Element zum nächsten und bilden somit einen kontinuierlichen Strom von zirkulierenden Blasen. Durch zwei unterschiedliche Blasentypen kann man auf freie Stellen zwischen den Blasen verzichten und den Abstand der Blasen wesentlich verringern. Auf diese Weise erhöht sich die Informationsdichte beträchtlich. Bei ersten Versuchsmustern wurde bereits eine Größenordnung von $4 \cdot 10^6$ bit/cm^2 erreicht. Physikalisch unterscheiden sich die beiden Blasentypen durch die Struktur der sie umgebenden Domänenwand. Die unterschiedlichen Strukturen bewirken, daß die Blasen in einem inhomogenen Feld in verschiedene Richtungen abgelenkt werden. Zum Ein- und Auslesen sind spezielle Kodier- und Dekodierstationen auf dem Chip erforderlich.

▼ Mit **Digital Master Recording** wird **eine neue Schallplattenaufnahmetechnik** bezeichnet, bei der anstelle der bisherigen analogen Tonaufzeichnung auf Magnetband eine digitale Tonspeicherung vorgenommen wird. Durch die digitale Tonaufzeichnung lassen sich fast alle Nachteile vermeiden, die bisher die Schallplattenqualität durch den Einsatz analoger Magnetaufzeichnungsverfahren beeinträchtigten. Beim Mehrfachüberspielen (Kopieren) tritt kein Qualitätsverlust ein, da die digitale Information beliebig regeneriert werden kann. Verzerrungen und Tonhöhenschwankungen liegen prinzipbedingt unterhalb der Wahrnehmbarkeitsgrenze des Ohres. Für die Schallplattenaufnahme bietet die digitale Tonspeicherung im Gegensatz zur Direktschnitt-Schallplatte, die ähnliche Vorteile aufweist, alle Vorzüge der bisherigen Magnetspeicherung. So können während der Aufnahme Korrekturen vorgenommen bzw. künstlerische Intentionen während des Abmischens realisiert werden.

▼ Eine große Zukunft wird der **I²L-Schaltungstechnik** als einer möglichen perspektivischen Elementebasis für EDVA der vierten Generation vorausgesagt. Anwendungsuntersuchungen haben gezeigt, daß es die I²L gestattet, eine große Redundanz zwecks Verbesserung verschiedener Parameter dieser IS einzuführen. Da wesentliche Kennwerte von der IS-Topologie abhängen, lassen sich auf dem Chip sehr leicht Schaltungen unterschiedlicher Parameter (Lastfaktor, Geschwindigkeit u. a.) sowie beliebige kombinatorische und sequentielle Netzwerke realisieren. Beim topologischen Entwurf solcher IS müssen die Zwischenverbindungen auf dem Chip stark beachtet werden. Sie sind als selbständige Schaltungselemente zu betrachten und beeinflussen Geschwindigkeit und Platzausbeute wesentlich. Daher ist die Projektierung der Schaltungs- und Verbindungstopologie als eine einheitliche Aufgabe zu sehen. In ihrem Ergebnis sind sowohl Änderungen in der Geometrie einzelner Schaltungsteile als auch in der logischen Struktur möglich, um die Zahl der Zwischenverbindungen zu verringern. I²L-Schaltungen sind eine außerordentlich flexible Elementebasis, auf deren Grundlage IS mit hervorragenden Parametern in bezug auf Integrationsgrad, Geschwindigkeit und Leistungsbedarf geschaffen und dabei die heutigen TTL-, ECL- oder MOS-IS übertroffen werden können.

▼ Infrarotlicht stellt beim **Infrarottelefon** eine drahtlose Verbindung zwischen Hörer und Telefonapparat her. Dieses Telefon besteht aus einem stationären Teil (z. B. an der Wand hängend) und dem Hörer. Im Hörer sind alle notwendigen Bedienungselemente untergebracht, so daß sich der Benutzer beim Telefonieren frei im Raum bewegen kann. Die Steuerimpulse und die Sprachsignale werden über eine Infrarotstrahlverbindung zwischen dem stationären Teil und dem Hörer übertragen. Dazu sind Hörer und stationärer Teil des neuen schnurlosen Telefons mit Infrarotsende- und Infrarotempfangsdioden bestückt. Für die Empfangs- und Senderichtung werden jeweils eigene Kanäle verwendet. Ein direkter Sichtkontakt zwischen dem stationären Teil und dem Hörer ist nicht notwendig, da sich das Infrarotlicht auch durch Reflexion im Raum ausbreitet. Weiterhin läßt sich mit dem vom Hörer ausgehenden Infrarotstrahl auch eine Fernsteuerung anderer Geräte realisieren, z. B. das Einschalten von Lautsprechern, damit eine größere Anzahl von Personen am Gespräch teilnehmen kann.

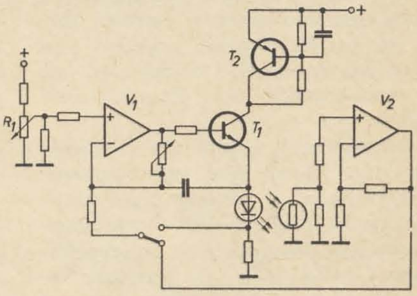
▼ Eine Neuerung auf dem Gebiet der Bildwiedergabe ist ein **schneller Flüssigkristall-Bildschirm,** der mit einer Kantenlänge von 4 mm mal 5 mm eine Matrix von 100 × 100 Bildpunkten ergibt und bis zu fünf Graustufen wiedergibt. Zur Vergrößerung des Bildes wird ein Projektionsverfahren angewandt, womit man eine Bildschirmgröße im Postkartenformat erreicht. Neu an dieser Bildwiedergabe ist auch die Ansteuerung der Matrix. Dabei werden zwei unterschiedliche Beeinflussungsmöglichkeiten der Flüssigkristalle ausgenutzt. Die Kristalle sind in einem bestimmten Zustand sowohl durch elektrische Felder als auch durch Wärme in ihrer Lage veränderbar. Die Spalten werden über Elektroden angesteuert, zwischen denen sich ein elektrisches Feld aufbaut. Die Ansteuerung der Zeilen dagegen wird mit einer Kette wärmeerzeugender Widerstände realisiert. Das Bildsignal wird während der Abkühlphase, die zeilenweise gestaffelt abläuft, über die Spaltenelektroden eingeschrieben. Auf diese Weise kann man eine Zeile in etwa 60 μs schreiben, was etwa der Zeilendauer entspricht.

▼ **Das sowjetische Laser-Navigationssystem Glissada,** das bisher bereits in der Luftfahrt erprobt wurde, eignet sich auch zur sicheren Navigation von Schiffen durch schmale Wasserstraßen, Untiefen und Landengen. Das System, das bereits in mehreren Ländern patentiert ist, wurde nun nach der Zeitschrift „Sowjetunion" (1979) H. 11, S. 18 und 19, zur Schiffsnavigation in Leningrad installiert, wo es die Schiffe mit Hilfe von drei Laserstrahlen auf der Newa durch die engen aufklappbaren Brücken führt. Das erste derartige Laser-Navigationssystems befindet sich an der Schloßbrücke. Zwei äußere Laserstrahlen zeigen die Grenzen der Brückenöffnung an, ein mittlerer Strahl bestimmt den Kurs des Schiffes. Bei der Durchfahrt durch die Brücke sind die seitlichen Strahlen nicht mehr sichtbar, und der mittlere Strahl weist den richtigen Kurs weiter.

▼ Mit einer neuen Schichtstruktur aus Aluminium/Siliziumoxid (Al/SiO) ließ sich ein verbessertes **Supraleitermaterial** realisieren, dessen kritische Temperatur, bei der der Übergang vom normal- zum supraleitenden Zustand stattfindet, wesentlich erhöht werden konnte. Aluminium hat normalerweise eine kristische Temperatur T_c von 1,2 K. Als dünner Film aufgedampft, wird es bereits bei 3 K supraleitend. Ordnet man über dem Al eine SiO-Schicht von der Dicke einer Atomlage an, so steigt T_c weiter an. Eine weitere Schichtung führt zu einem wechselseitigen Ansteigen und Absinken der kritischen Temperatur. Zurückgeführt wird diese Erscheinung auf einen neuen Mechanismus der Supraleitung, der mit T_c-erhöhenden Oberflächenschwingungen verbunden ist.

▼ **HX-System** (headroom extension) heißt ein System, mit dem sich der Aussteuerungsbereich bei Kassettentonbandgeräten erweitern läßt. Dazu wird der Vormagnetisierungsstrom in Abhängigkeit von der jeweiligen spektralen Energieverteilung des NF-Signals geregelt. Das ergibt eine dynamische Verschiebung des Arbeitspunktes. Die Folge ist eine Verringerung der Sättigung bei hohen Frequenzen. Das Vormagnetisierungsfeld wird dabei zu den Zeitpunkten verkleinert, an denen das Eingangssignal so große Amplituden bei höheren Frequenzen enthält, daß sie das Band normalerweise übersteuern würden. Auf diese Weise läßt sich die Aussteuerbarkeit für Frequenzen von 10 kHz und höher um mehr als 10 dB erhöhen. Daneben ergeben sich für tiefe und mittlere Frequenzen geringere Verzerrungen, weniger Modulationsrauschen und eine geringere Anzahl von Aussetzfehlern.

▼ Unser Bild aus Elektronikschau 55 (1979) H. 12, S. 22, zeigt eine Schaltung, die bei unterschiedlichen Betriebsbedingungen eine weitgehende **Sicherheit für eine Laserdiode** gewährleistet. Die Laserdiode selbst liegt in einem Regelkreis, der aus dem Sollwertgeber R_1, dem Verstärker V_1 und dem Leistungstransistor T_1 besteht. Je nach der gewählten Betriebsart



wird die Regelgröße entweder von einem Widerstand oder vom Fotoempfänger über den nachgeschalteten Verstärker V_2 zum invertierenden Eingang des Verstärkers V_1 rückgeführt. T_2 bewirkt nach einer eventuellen Unterbrechung des Stromflusses durch den Laser einen langsamen Wiederanstieg des Stromes und hilft somit, ein Überschwingen zu vermeiden.

▼ Die moderne Meß- und Prüftechnologie gestattet es, auf der Grundlage der integrierten Schaltungstechnik einen kompletten **HiFi-Meßplatz in einem Gerät** zu vereinen. Damit läßt sich ein vielseitiges Kombinationsgerät aufbauen, das alle wichtigen Messungen an Vor- und Endverstärkern, Entzerrern, Filtern, Spulen- und Kassettentonbandgeräten, Plattenspielern, Mikrofonen und Lautsprechern vornimmt. Im Gerät sind ein verzerrungsarmer Tonfrequenzgenerator, ein Generator für rosa Rauschen, zwei kombinierte NF-Millivoltmeter mit Doppel-Leuchtbalkenanzeige, ein Verzerrungsmeßgerät sowie eine Meßeinrichtung für Gleichlaufabweichungen und -schwankungen zusammen mit den entsprechenden Vorverstärkern, Abschwächern und Bewertungsfiltern zu einer kompakten Einheit zusammengefaßt. Über den Betriebsarten-Wahlschalter ergeben sich zahlreiche Untersuchungsmöglichkeiten, die sich auch auf Entzerrer, Hoch- und Tieftonregler, Klang-Präsenz- oder Rauschfilter sowie andere Komponenten ausdehnen. Das Gerät gestattet eine gleichzeitige Pegelmessung in beiden Stereokanälen. Für Frequenzgangmessungen ist der eingebaute Tonfrequenzgenerator auf 21 Festfrequenzen zwischen 20 Hz und 20 kHz umschaltbar.

▼ **Berichtigung:** In dem Beitrag „Stereo-Antennentestgerät" im Heft 2 (1980) sind im Bild 4 (S. 106) die Anschlüsse Pin 3 und Pin 4 der IS_{102} (A 220) vertauscht, das betrifft auch die textliche Erklärung.

Leserpost

Betr.: Richtigstellung zur Urheberschaft des Zwei-System-Colortesters

In dem Artikel „Zwei-System-Colortester“ [rfe 29 (1980) H. 2, S. 100] ist Ihnen bezüglich der Urheberschaft des Schaltungskonzeptes und der Konstruktionsunterlagen ein schwerer Irrtum unterlaufen, der hiermit korrigiert werden soll.
Aufgrund der sehr hohen Anforderungen an den Colortester durch seinen Einsatz bei der Ausfallanalyse von integrierten Schaltkreisen erwies sich das Konzept des Farbbalkentestgenerators von H. Lindauer und W Worgul als nicht geeignet.
Wie schon aus dem Blockschaltbild (Bild 2) hervorgeht, wurde bei dem hier vorgestellten Zwei-System-Colortester die analoge Matrizierung der drei Farbsignale in die Farbdifferenzsignale und in das Leuchtdichtesignal gewählt. Damit ist die Möglichkeit gegeben, von außen das Farbbild zu modulieren, was die Universalität des Einsatzes vergrößert.
Im Secam-Koder erfolgt die Frequenzmodulation durch zwei quarzfrequenzsynchronisierte, spannungsgesteuerte Oszillatoren (PLL). Die VHF-Amplitudenmodulation wird über eine Zwischenfrequenz $f_z = 38{,}5$ MHz, ein Kompakt-Einseitenbandfilter, VHF-Oszillator und aktive VHF-Mischstufe realisiert.
In diesen wenigen Beispielen zeigen sich schon eindeutig die Unterschiede zu dem erwähnten Farbbalkentestgenerator. In der Ihnen übersandten Gerätecharakteristik wurde lediglich darauf hingewiesen, daß das Prinzip der Taktgewinnung für die Synchronsignale dem Artikel von H. Lindauer und W. Worgul entnommen wurde (ca. 5 % des Gesamtaufwandes).
Aus den hier genannten Gründen ist es völlig falsch zu behaupten, daß „das Schaltungsprinzip bis auf geringe Änderungen und Ergänzungen dem Beitrag aus rfe 26 (1977) H. 12 und H. 13 entnommen“ sei. Ich bitte im Namen des Neuererkollektivs *[aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), die Red.]* in Ihrer Zeitschrift um Richtigstellung des Sachverhaltes.

Dipl.-Ing. R. Fischer
Leiter des Neuererkollektivs

*

Ich vermisse bei den Datenangaben für Bildröhren ständig die Größe des Katodenstromes. Dieser ist doch aber wichtig, denn von der Größe dieses Katodenstromes hängt ja die Lebensdauer der Bildröhre ab. Wie groß ist nun der Katodenstrom unserer Bildröhren?

T. L., Löbau

Die Größe des Betriebswertes des Katodenstromes wird nirgends auf der Welt angegeben. Er hängt ab von der Helligkeit der wiedergegebenen Szene (eigentlich jedes einzelnen Bildpunktes), ist also kein konstanter Wert. Er schwankt etwa zwischen 1,4 mA (hell) und 0 (dunkel). Bei Einhaltung dieser Werte beträgt die Lebensdauer im Durchschnitt mehrere Jahre, wobei natürlich vorausgesetzt wird, daß ein Fernsehempfänger – und folglich auch die Bildröhre – nur einige Stunden an jedem Tag in Betrieb ist.
Diese Angaben beziehen sich auf Schwarzweiß-Bildröhren. Bei Farbbildröhren liegen noch wenig vergleichbare Werte vor. Sie hängen u. a. stark von der Konstruktion der Bildröhre ab sowie auch von den für die Leuchtstoffe verwendeten Materialien.

*

Ich will mir eine Fernsehantenne für das 2. Programm selbst bauen. Welche Antenne können Sie empfehlen, und wo bekomme ich die Konstruktionsunterlagen?

S. R., Colbitz

Wir empfehlen nie bestimmte Antennenformen, da dies ohne Kenntnis der Empfangslage und der Entfernung zum Sender nicht möglich ist. Gerade bei UHF sind einige Faktoren zu berücksichtigen, die ein mit der Materie nicht Vertrauter leicht übersieht. Wir raten Ihnen, sich an bewährte Bücher zu halten, z. B. Rothammel, K.: Antennenbuch; Militärverlag der DDR, und Rothe, G.; Spindler, E.: Antennenpraxis, VEB Verlag Technik. Wir wissen zwar nicht, was Sie unter „Konstruktionsunterlagen“ verstehen, i. allg. reichen die Angaben in den genannten Büchern für den Selbstbau aus. Wenn Sie jedoch noch nie eine Fernsehantenne gebaut haben und auch die theoretischen Grundlagen nicht kennen, dann empfiehlt sich wohl doch der Kauf einer handelsüblichen Antenne. Sie sparen dabei höchstwahrscheinlich sogar Geld!

*

Was versteht man unter Grenzwellen? Es soll ein Wellenbereich sein, aber ich habe ihn noch auf keiner Skale von Rundfunkgeräten gefunden.

T. G., Leipzig

Der Grenzwellenbereich liegt zwischen dem hochfrequenten Ende des Mittelwellenbereiches (1 605 kHz) und dem niederfrequenten Ende des Kurzwellenbereiches (2 300 kHz). Er ist vornehmlich für Sender des sog. Küstenfunks reserviert, in ihm arbeiten keine Rundfunksender. Deshalb werden Sie ihn auch auf keiner Rundfunkempfängerskale finden.

radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN(EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 6
Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik

UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečať und Postämter

SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia

VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa

SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti

ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava

Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest

Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana

VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd: Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb

BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien

Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · JUNIHEFT 6 · 1980

Leipziger Frühjahrsmesse 1980

Zeichen des Fortschrittes

Diese Messe stand im Zeichen einer besonders regen Handelstätigkeit. Es schien, nimmt man die Terminkalender der in- und ausländischen Aussteller und Pressechefs als Maßstab, als wollte hier jeder mit jedem Handel treiben. In hohem Maße traf das auf Vertreter des westlichen Auslandes zu, die, unabhängig von der Außenpolitik bestimmter Regierungen, Kontakte auf kommerzieller Ebene zu den sozialistischen Staaten und besonders zur DDR suchten. Kam doch z. B. der Handelsminister von Großbritannien, Mr. Cecil Parkinson, selbst zur Messe nach Leipzig, um an Ort und Stelle zu ergründen, welche Möglichkeiten für eine Erweiterung und Intensivierung des Handels zwischen der DDR und seinem Lande es gäbe.

Die DDR-Exponate ließen den Schluß zu, daß unsere Industrie konkurrenzfähig ist. Die großen Elektronik-Kombinate wie Robotron und Mikroelektronik zeigten interessante und volkswirtschaftlich wichtige Neuheiten, besonders auf dem Gebiete der Mikrorechentechnik und deren Anwendung. Die U-880-Mikroprozessorfamilie wird bereits jetzt in zahlreichen Erzeugnissen von Robotron verwendet, sie ermöglicht in bedeutsamem Umfange, das neue Robotron-Programm für die dezentrale Datentechnik zu realisieren (s. auch unseren Messebericht). In die ersten Meßgeräte von Robotron Meßelektronik Dresden fand die Mikrorechentechnik inzwischen Eingang. Verwendet wurde der Mikrorechner K 1520, der auf der erwähnten U-880-Familie basiert. Mit einer elektronischen Schreibmaschine, die zahlreiche elektronische Funktionen hat und statt der Typenhebel ein über das Papier laufendes Typenrad enthält, wurde der Anschluß an das internationale Niveau gefunden. Es ist allerdings etwas verwunderlich, daß die Mikrorechentechnik bis jetzt zwar nicht ausschließlich, aber doch vorwiegend von Robotron eingesetzt wird. Immerhin ist damit dieser Betrieb Hersteller und einer der Hauptanwender in einem. Bliebe zu hoffen, daß das Know-how auch recht bald in weiteren Kombinaten und Betrieben verfügbar ist, damit diese Technik auch in anderen Bereichen der Volkswirtschaft in noch stärkerem Maße eingesetzt werden kann.

Daß die moderne Halbleitertechnik neuartige Gebrauchseigenschaften und neuartige Geräte ermöglicht, ist bekannt. Bildschirmspiele, um ein Beispiel zu nennen, sind im internationalen Maßstabe ebenfalls seit einiger Zeit bekannt. Allerdings ist auch schon seit längerer Zeit bekannt, daß derartige Spiele, soweit sie nicht dazulernen können und soweit sie nicht „intelligent" auf die Handlungen des sie betätigenden Menschen reagieren können, recht schnell uninteressant werden. Es erhob sich daher beim Messerundgang die Frage, weshalb ausgerechnet jetzt ein derartiges Spiel, mit dem man auf dem Fernsehbildschirm Ping-Pong, Fußball, Pelota und Squash „spielen" kann, von uns entwickelt werden mußte. Es ließen sich doch wahrhaftig noch andere, wichtigere Aufgaben für die Entwickler in der Halbleiterindustrie finden und andere Möglichkeiten, den technischen Fortschritt, den die Mikroelektronik auch in Geräte der Konsumgüterelektronik zu bringen in der Lage ist, zu demonstrieren.

Es kann, ohne zu übertreiben, als beeindruckend bezeichnet werden, welch hohen Stand die DDR auf dem Gebiete der technologischen Ausrüstungen für die Mikrolithografie der Halbleitertechnologie erreicht hat (VEB Carl Zeiss JENA). Mit den Anlagen dieses Betriebes, von denen wir auch welche in den Messeberichten der vergangenen Jahre kurz vorstellten, wird das internationale Spitzenniveau zumindest gehalten, wenn nicht bestimmt. Interessanterweise gehört auch Japan, bekannt für vorzügliche Beherrschung der Höchstintegration (VLSI), zu den Zeiss-Kunden in diesem Erzeugnisbereich. VLSI-Schaltungen werden innerhalb des RGW von der Sowjetunion entwickelt und produziert. Die im Laufe der Jahre von Zeiss JENA vorgestellten Geräte für diese Technologie lassen daher auf eine neue Qualität der Zusammenarbeit DDR – UdSSR schließen; handelt es sich doch um nichts weniger als um eine gemeinsame Entwicklung einer kompletten Fertigungslinie für die gegenwärtig fortschrittlichste Halbleitertechnologie, bei der sämtliche Komponenten auf das Genaueste miteinander arbeiten müssen.

Zusammengefaßt zeigte die diesjährige Frühjahrsmesse, über welch beachtliches wissenschaftliches Potential unsere Industrie verfügen kann. Verglichen mit dem Entwicklungsfortschritt bei marktreifen Erzeugnissen, soweit sie auf den Leipziger Messen gezeigt wurden, war zu erkennen, daß es deutlich schneller vorangeht. Die Bemühungen um moderne Erzeugnisse, die auch der Konkurrenz des Weltmarktes standzuhalten in der Lage sind, waren unverkennbar, die Erfolge sichtbar.

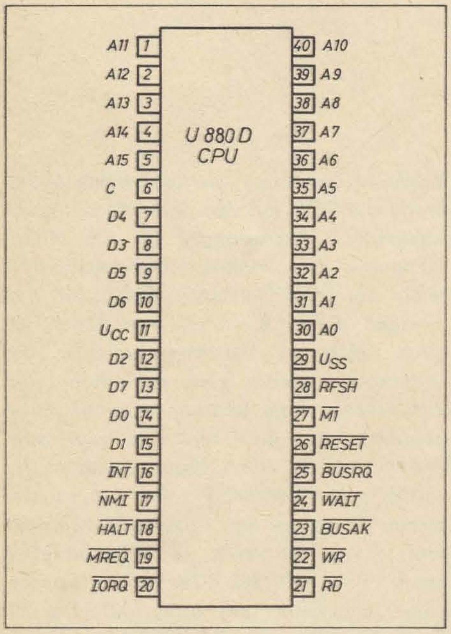
Wolfgang E. Schlegel

Halbleiter und Mikroelektronik

DDR

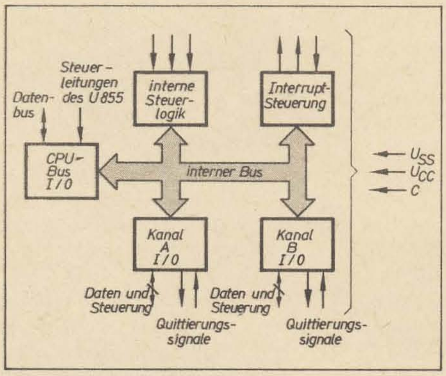
VEB Funkwerk Erfurt

Als wichtigste Neuheit ist der **Einchip-Mikroprozessor U 880 D** zu nennen, der bereits zur zweiten Leistungsklasse gehört. Er wird nach der n-Kanal-Si-Gate-Technologie gefertigt und befindet sich im 40poligen DIL-Gehäuse. Sein Befehlssatz enthält 158 Befehle mit 16-, 8-, 4- und 1-Bit-Instruktionen sowie weitere zusätzliche Adressierweisen. Auf dem Chip sind neben der CPU 21 interne Register und ein Befehlszähler integriert. Hervorzuheben ist, daß nur eine Betriebsspannung von 4,75...5,25 V benötigt wird. Damit ist das System auch TTL-kompatibel. Die für das Auffrischen der in dynamischen Speichern liegenden Information benötigte Refresh-Logik ist ebenfalls auf dem Chip integriert.



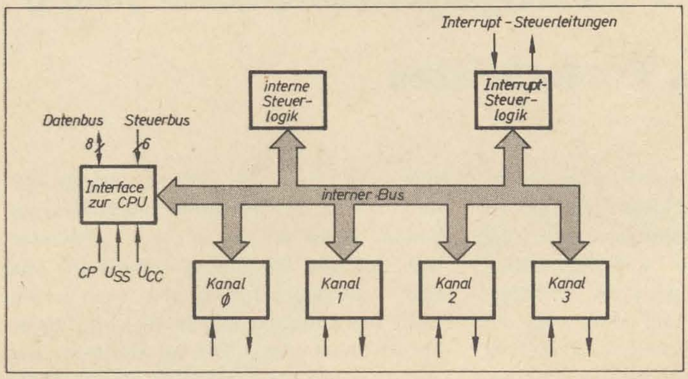
Anschlußbelegung der CPU U 880 D, VEB Funkwerk Erfurt

Für parallele Ein- und Ausgabe ist die programmierbare **Interface-Schaltung U 855 D** vorgesehen, die die Verbindung zwischen der CPU U 880 D und peripheren Schaltungen herstellt. Es besteht die Möglichkeit der Unterbrechung im Quittungsbetrieb für schnelle Anforderungsbearbeitung, der Byte-Ausgabe, der Byte-Eingabe, der bidirektionalen Byte-Ein- und -Ausgabe sowie der Bit-Ein- und -Ausgabe. Die Interruptbearbeitung kann entsprechend den peripheren Bedingungen erfolgen.



Prinzipschaltung der U 855 D, VEB Funkwerk Erfurt

Der serielle **Ein- und Ausgabeschaltkreis U 856 D** ist programmierbar und arbeitet zweikanalig. Er dient dazu, eingehende Daten in das für die serielle Datenverarbeitung erforderliche Format umzusetzen, wobei er synchron, asynchron und bitorientiert arbeiten kann. Er verfügt über je zwei unabhängige serielle Ports für Eingabe und Ausgabe. Auch diese IS gehört zum U-880-System.



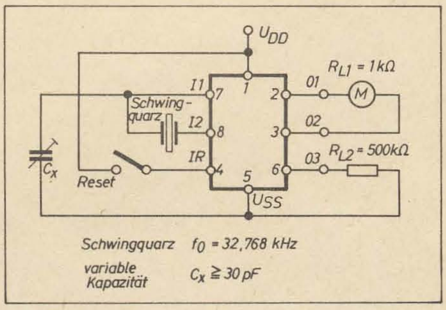
Prinzipschaltung der U 857 D, VEB Funkwerk Erfurt

Um einen programmierbaren **Zähler-Zeitgeberbaustein** handelt es sich beim Typ **U 857 D**. Er verfügt über vier voneinander unabhängige, durch Software programmierbare Zähler-Zeitgeber-Kanäle. Die IS ist voll TTL-kompatibel. Eine Taktperiode setzt sich aus folgenden Einzelzeiten zusammen: $t_{W(CH)} = 180...2\,000$ ns, $t_{W(CL)} = 180$ bis 2 000 ns, Anstiegs- und Abfallzeiten $t_r, t_f \leq 30$ ns; $T_C = t_{W(CH)} + t_{W(CL)} + t_r + t_f$. Mit diesen hier genannten Bauelementen lassen sich Mikrorechner der zweiten Leistungsklasse, wie z. B. der K 1520, günstig aufbauen.

U 505 D ist die Bezeichnung eines statischen, **maskenprogrammierten 8-K-Bit-ROM**, der ebenfalls nach der n-Si-Gate-Technologie gefertigt wird. Er ist voll TTL-kompatibel und besitzt für seinen Einsatz in komplexen Speicherschaltungen einen Chip-select-Eingang. Die Eingänge können von TTL-Gattern angesteuert werden, sofern das betreffende Gatter im Leerlauf arbeitet und wenn es für den H-Pegel mindestens $U_{OH} = U_{CC} - 2$ V abgibt. $I_{CC} \leq 120$ mA.

Der Typ **U 552** ist ein elektrisch **programmierbarer und durch UV-Licht löschbarer Festwertspeicher** (EPROM) mit einer Speicherkapazität von 2 K bit. Er wird nach der p-MOS-Technologie gefertigt.

Für die Anwendung in analogen Quarzuhren ist die neue **CMOS-Uhren-IS U 118 F** in achtpoligem Flat-pack-Gehäuse vorgesehen. Von Vorteil ist, daß für die externe Beschaltung nur ein Schwingquarz (32,768 kHz) und eine Abgleichkapazität erforderlich sind. An beiden Ausgängen werden um jeweils 1 s gegeneinander verschobene 0,5-Hz-Impulse abgegeben, die einen Schrittmotor ansteuern. Betriebsspannungen $U_{DD} = 1{,}35...1{,}65$ V, Anschwingzeit 5 s, Wecksignalton 4 096 Hz.



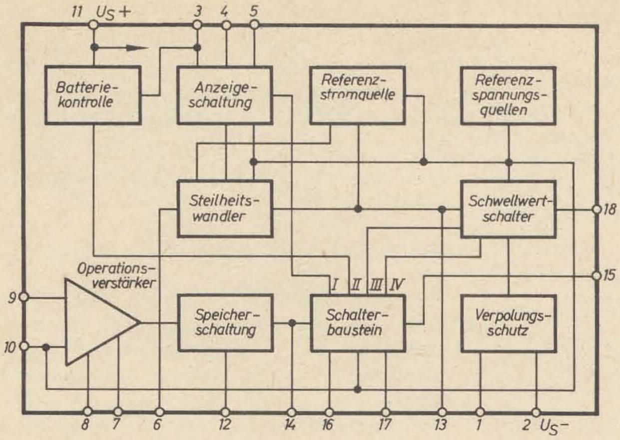
Externe Beschaltung der CMOS-Uhren-IS U 118 F, VEB Funkwerk Erfurt

VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

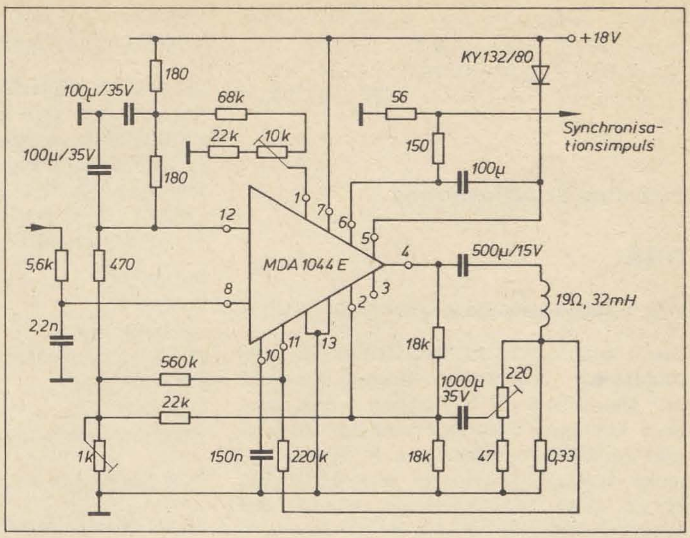
Die analoge integrierte **RGB-Matrix A 232 D** dient der Bildung der Farbsignale Rot, Grün, Blau in Farb-TV-Geräten. Sie ist zur Ansteuerung leistungsarmer Videoendstufen (z. B. für PIL-Farbbildröhren) geeignet. Voneinander verschiedene Dekoderkonzepte lassen sich problemlos anschließen. Eine hohe Schwarzwertpegelstabilität wird durch integrierte Klemmschaltungen erreicht. $U_S = 12$ V, Eingangsspannungen (Y und Farbdifferenz) 0...13,2 V, Ausgangsströme $\geq 3{,}5$ mA, Gegenkopplungsspannungen 5,9 bis 6,1 V.

Der integrierte **Bild-ZF-Verstärker mit Demodulator A 241 D** für Farb- und SW-TV-Geräte beinhaltet einen dreistufigen geregelten ZF-Verstärker, eine interne Regelspannungsgewinnung ohne Taktimpulse, eine schaltbare AFC, einen Regelstromausgang für pnp-Tuner (geeignet auch für Pin-Dioden-Tuner), eine Ultraschwarz- sowie eine Ultraweiß-Störaustastung und die Möglichkeit, das Videosignal bei Einspeisung eines externen Signals abzuschalten (z. B. Videorecorder). Die Gesamtschaltung ist sowohl für diskrete Filter als auch für Oberflächenwellenfilter geeignet.

Die **Kamera-IS A 311 D** dient der Umwandlung der Eingabegrößen Objektleuchtdichte, Filmempfindlichkeit mit Blendenwert zu einer elektrischen Größe, die die Belichtungszeit (1/2000...2 s) bildet. Eingebaut in



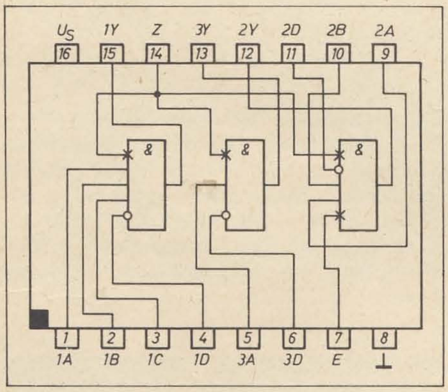
Prinzipschaltung der Kamera-IS A 311 D, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)



Empfohlene Schaltung für die Vertikalkombination MDA 1044 E, ČSSR ▶

die Kamera, ist es möglich, wahlweise die Batterie-Kontrollanzeige oder die Belichtungszeit-Voranzeige sichtbar zu machen. Zusätzlich ist es möglich, die gemessene Belichtungszeit während max. 10 s zu speichern. $U_S = 6$ V, $U_I \leq 7$ V, $U_0 \leq 12$ V, $I_L \leq 40$ mA, $\vartheta_a = -10...55$ °C.

Für die Anwendung in Piezo-Sprechkapseln in Telefonhandapparaten ist der integrierte **Mikrofonverstärker B 308 D** vorgesehen. Die Schaltung besteht aus einem rauscharmen Eingangsdifferenzverstärker, einem Zwischenverstärker mit einem dreistufigen Endverstärker. Sie enthält weiterhin eine Arbeitspunktstabilisierung, ein Mitkopplungsnetzwerk und eine Endstufenumschaltung. Speisestrom 10...100 mA, $I_A \leq 350$ mA, $U_S \leq 8{,}5$ V, $v_U = 30{,}3...39{,}7$ dB, $\vartheta_a = -25$ bis 55 °C.



Innenschaltung der Interface-IS D 410 D, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Die IS **D 410 D** beinhaltet einen kurzschlußfesten **Treiberschaltkreis** mit drei UND-Gattern. Jeweils die D-Eingänge sind negiert. Der Eingang Z dient der Einstellung der H-Pegel aller drei Gatter ($U_{OH} \approx U_Z$). Der Eingang E bewirkt, sofern er mit einer externen Kapazität beschaltet ist, eine Erhöhung der Verzögerungszeit. $U_S = 14...35$ V, $U_I = -30...50$ V (dauernd), $U_I = -300$ bis 300 V (Wiederholhäufigkeit max. 300 Hz), $\vartheta_a = -25...85$ °C.

VEB Röhrenwerk „Anna Seghers" Neuhaus

Für universelle Anwendungen und für Komplementärschaltungen wurden die **Si-pnp-Transistoren SC 307 bis SC 309** entwickelt. $U_{CBO} = -30$ V (−50 V für SC 307), $U_{CEO} = -25$ V (−45 V für SC 307), $U_{EBO} = -5$ V (−6 V für SC 307), $I_C = -100$ mA, $P_{tot} = 250$ mW, $\vartheta_j = 150$ °C, $I_{CBO} \leq -1$ nA (typ.), $U_{CE\,sat} = -80$ mV.

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

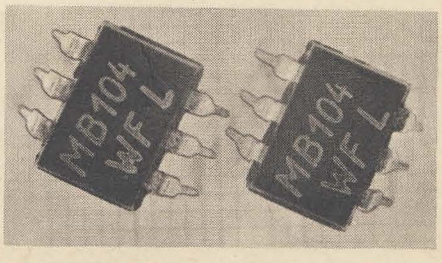
Der neue **Optokoppler MB 104** befindet sich im sechspoligen DIL-Gehäuse und ist damit wesentlich besser zu handhaben als sein Vorgänger MB 101. Er beinhaltet eine im Infrarotbereich emittierende Leuchtdiode und einen Fototransistor, dessen Basis frei zugänglich ist. Durchlaßstrom der Diode $I_D \leq 40$ mA, Verlustleistung der Diode $P_{tot} = 200$ mW, Kollektor-Emitterspannung des Fototransistors $U_{CE} \leq 32$ V, $U_{EB} \leq 6$ V, Spitzenisolationsspannung des Kopplers 4 kV, Isolationswiderstand $10^9\ \Omega$ bei 0,5 kV. Der MB 104 ist klassifiziert ($I_F = 10$ mA, $U_{CE} = 5$ V):

MB 104 A $I_{CO} \geq 4$ mA
MB 104 B $I_{CO} \geq 10...28$ mA
MB 104 C $I_{CO} \geq 16$ mA.

Neben der rotstrahlenden Subminiatur-Lichtemitterdiode VQA 15 stehen jetzt die **grünleuchtenden VQA-25-** und die **gelbleuchtenden VQA-35-Dioden** in gleicher Bauform zur Verfügung. Damit ist auch für sie die Möglichkeit des Aufreihens zu Zeilen gegeben. Sie zeichnen sich durch geringes Volumen, geringe Leistungsaufnahme und hohe Zuverlässigkeit aus.

ČSSR

Wie in jedem Jahr, so stellte der tschechoslowakische Halbleiterhersteller **Tesla Rožnov** wieder viele neue Bauelemente vor. Das bereits auf der vorjährigen LFM vorgestellte Mikroprozessorsystem MH 3000 wurde mit zwei weiteren Peripherieschaltkreisen ergänzt. Die IS **MH 3003** beinhaltet eine Schaltung zur Parallelübertragung von Daten **(look ahead-carry generator)** und ist für die Zusammenarbeit mit der 16-Bit-CPU MH 3002 bestimmt. Übertragungszeit ≤ 10 ns, Speisespannung $U_S = -0{,}5...7$ V (Nennwert 4,75...5,25 V), Eingangsspannung $U_I = -1{,}0...5{,}5$ V, Ausgangsspannung $U_O = -0{,}5...7$ V, Ausgangsstrom $I_O \leq 100$ mA, Verlustleistung ≤ 650 W, Eingangskapazität ≤ 20 pF, Ausgangskapazität ≤ 12 pF.



Optokoppler MB 104, VEB Werk für Fernsehelektronik Werkfoto

Die **Prioritätssteuerung für Unterbrechungen MH 3214** ist in der Lage, acht Unterbrechungsanforderungen der acht E-A-Kanäle anzunehmen, wobei jeweils die der höchsten Priorität realisiert wird. Es ist möglich, die Schaltung für den Gebrauch von Open-collector-Unterbrechungsausgaben zu erweitern. Die Zahl der anschließbaren E-A-Kanäle kann durch Kaskadierung mehrerer MH 3214 erhöht werden, zu diesem Zweck sind die Anschlüsse ENLG (Enable Next Level Group), ETLG (Enable This Level Group) und ELR (Enable Level Read) vorhanden. Empfohlene Speisespannung $U_S = 4{,}75...5{,}25$ V, Eingangsspannungen (Bereich −0,5...7 V) $U_{IL} \leq 0{,}8$ V, $U_{IH} \geq 2$ V, Speisestrom $I_S \leq 130$ mA, Ausgangsspannungen (Bereich −1...5,5 V) $U_{OL} \leq 0{,}45$ V, $U_{OH} \geq 2{,}4$ V, $\vartheta_a = 0...70$ °C.

Der **statische RAM MHB 1902** hat eine Speicherkapazität von 1 024 1-Bit-Worten und wird nach der CMOS-Technologie hergestellt. Betriebsspannung max. 7 V, Verlustleistung 500 mW, Eingangsspannungen $U_{IL} \leq 0{,}8$ V, $U_{IH} \geq 3{,}5$ V, Ausgangsspannungen $U_{OL} \leq 0{,}4$ V, $U_{OH} \geq 4$ V, Zykluszeit $\geq 1\,000$ ns.

Neben digitalen IS, vorwiegend für die Mikroprozessortechnik, wird von Tesla Rožnov die Entwicklung von weiteren IS für die Konsumgüterelektronik vorangetrieben. Für den **Aufbau von Bildschirmspielen** der ersten Generation sind die drei IS **MAS 601, MAS 602** und **MAS 603** bestimmt. Als mögliche Spielarten sind Pelota, Tennis, Tennis-Training und Fußball vorgesehen. Die Schaltungen werden mit Hilfe der p-Kanal-MNOS-Technologie integriert, die Speisespannung beträgt $U_{DD} = +0{,}3...-20$ V.

Die **Vertikalkombination MDA 1044 E** ist für die Vertikalablenkschaltungen in SW-Fernsehgeräten mit einer 110°-Bildröhre vorgesehen. Sie befindet sich in einem QUIL-Gehäuse mit abgewinkeltem Kühlsteg. Grenzwerte: Speisespannung $U_7 \leq 20$ V, U_5

$\leq$ 19 V (während des Rücklaufimpulses max. 38 V), $U_{12} \leq 20$ V, $I_4 \leq 1$ A, $U_8 \leq -6$ V, $I_5 + I_7 \leq 150$ mA.

W. E. Schlegel

Passive Bauelemente

DDR

VEB Elektronische Bauelemente Dorfhain

Der neue **Dickschichteinsteller in geschlossener Miniaturausführung** ist nicht nur kleiner als die bisherigen Typen, sondern hat auch bessere Parameter. Es gibt die Feintrieb-Ausführungen P und S mit einer Nennverlustleistung von 0,5 W bei 70 °C. Das Wertespektrum wurde auf < 100 Ω (10 Ω, 22 Ω und 47 Ω) erweitert. Der Temperaturbereich wird mit —55 bis +125 °C angegeben. Für den Bereich 100 Ω bis 1 MΩ beträgt der Temperaturkoeffizient $\pm 100 \cdot 10^{-6}$ Ω/K. Der Miniatureinsteller entspricht in Form und Größe sowie Rastermaß dem international fortgeschrittenen Stand.

Der weiterentwickelte Einsteller in offener Ausführung P mit neuer Befestigungstechnologie der Lötanschlüsse wird insbesondere in der Mikroelektronik, in der Meßgeräte- und Datenverarbeitungsindustrie sowie der Unterhaltungselektronik eingesetzt. Als Vorteile sind zu nennen: schwalllötfähige Anschlüsse, Erhöhung der Kontaktsicherheit durch Klammerbefestigung, Einführung der T-Schicht. Die Nennverlustleistung beträgt 0,05 W, der Betriebstemperaturbereich reicht von —40...+85 °C. Die Einsteller werden im Widerstandsbereich von 100 Ω...1 MΩ geliefert.

Folgende Neuentwicklungen gab es bei den **HF-Steckverbindern**:

HF-Winkelstecker 2/6,6 mit Schraubfesthaltung (TNC)
TGL 27 231 Typ 3074.0002

HF-Übergangsstück 2/6,6 St – 3/7 Schraubanschluß
Typ 3209.0001

HF-Stecker 7/16 TGL 25 603 Typ 3155.0004

HF-Stecker 7/16 TGL 25 603 Typ 3156.0002

HF-Steckdose 7/16 mit Flansch
TGL 25 603 Typ 3154.0001

Die 50-Ω-HF-Steckverbinder der Serien 2/6,6 und 7/16 sind wellenwiderstandsrichtig ausgelegt und werden für geschirmte Verbindungen in der BMSR- und Informationstechnik usw. eingesetzt. Als Vorteile für den Anwender werden die Vierlochbefestigung, wasserdichter Einbau, verlängerter Aufbau für Frontplattenverteilung und Erweiterung der Kabelanschlußmöglichkeiten genannt.

VEB Plast-Elektronik Kamenz

Das neuentwickelte **Steckverbindersystem für Modulbauweise** (s. S. 339) ist vorrangig für den Einsatz in der Konsumgüterelektronik vorgesehen. Die Modulsteckverbinder bestehen aus Buchsenleisten mit und ohne Zugentlastung und losen Kontaktstiften verschiedener Ausführungsformen, die in die Leiterplatte eingesetzt und verlötet werden. Leiterplattenanschluß 90° abgewinkelt, Lötanschluß 45° abgewinkelt.

VEB Kontaktbauelemente und Spezialmaschinenbau Gornsdorf

Die neuen **Steckfassungen für integrierte Schaltungen** sind für die Anordnung auf Leiterplatten vorgesehen. Sie können integrierte Schaltungen mit Dual-in-line-Anschlüssen wie Mikroprozessoren, Zeitgeber, PROMs und Dekoder aufnehmen. Hier einige technische Daten:

Polzahlen	24; 28; 40
Raster	2,5 mm
Reihenabstand	15 mm
Höhe mit gesteckter IS	8,5 mm
Prüfspannung	1 kV
Betriebsstrom	1 A
Isolationswiderstand	10^{12} Ω

VEB Kondensatorenwerk Gera

Einen Kapazitätsbereich von 0,01...0,1 µF und eine Nennspannung von 250 V, 50 Hz haben die **Funkentstörkondensatoren mit metallisierter Kunststoffolie.** Gegenüber Kondensatoren in konventioneller Papierausführung haben sie wesentliche Vorteile, u. a. ein breiteres Einsatzspektrum, eine erhebliche Raumeinsparung und erhöhte Durchschlagsfestigkeit.

Auch die neuen **Miniaturfolienkondensatoren** weisen gegenüber den bisherigen Ausführungen Vorteile für den Anwender auf: verbesserte Einsatzmöglichkeiten durch höhere Prüfklasse, Platzersparnis durch fortschreitende Miniaturisierung, technologische Vorteile durch verkleinerte Lackhose, größeres Einsatzspektrum durch Erweiterung der Kapazitätsbereiche. Die Kapazitätsbereiche betragen 1,0...580 pF (IB) und 0,27...100 µF (II) bei Toleranzen von ± 2 % bis $^{+80}_{-20}$ % und einer Klimaprüfklasse von 55/085/21. Isolationswiderstand $\geq 10^9$ Ω.

VEB Elektronische Bauelemente Teltow

Mit den **Schichtwiderständen der Baureihe 23** wurde die Basis für neue Generationen von festen Schichtwiderständen geschaffen. Es handelt sich um Schichtwiderstände in verkappter Ausführung mit axialen Anschlußdrähten, die eine hohe zeitliche Konstanz des Widerstandswertes, einen kleinen Temperaturkoeffizienten, gute Klimafestigkeit durch speziellen Oberflächenschutz aufweisen. Die Baureihe umfaßt sechs verschiedene Nenngrößen mit Nennverlustleistungen von 0,1...1,4 W. Die Grenzspannungen bewegen sich von 150...750 V. Eine ausführliche Bauelementeinformation über diese Reihe veröffentlichen wir auf den Seiten 377 und 378.

Die **Schichtwiderstände der Baureihe 11** (TGL 26 976) umfaßt vier verschiedene Nenngrößen mit einer Nennverlustleistung von 0,25...0,9 W, Grenzspannungen von 150 bis 500 V. Die Nennwiderstände betragen 48,7 Ω...11 MΩ.

A. Blodszun

Fernsehen

DDR

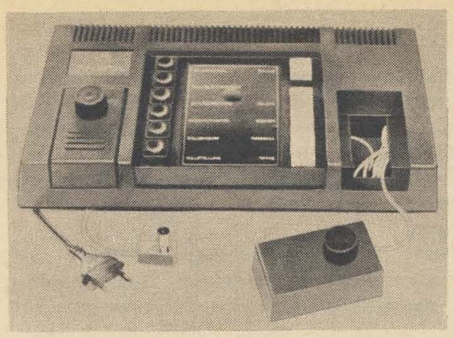
Unter den zahlreichen Gerätevarianten der RFT-Fernsehgeräte fand der neue Farbfernsehempfänger **Colortron** aus dem **VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt** besonderes Interesse. 67-cm-Bildschirmdiagonale und die moderne, sachliche Gestaltung des Plastfrontrahmens sind die äußeren Unterscheidungsmerkmale.

Der **Colortron 3000 bzw. 3001** ist mit einer 110°-Präzisions-In-Line-Farbbildröhre bestückt, wodurch die Gehäusetiefe um 10 cm verringert werden konnte (Abmessungen 800 mm × 540 mm × 410 mm). Durch die eingesetzte In-Line-Röhre wird eine hohe Schärfe bei erhöhter Schirmhelligkeit und guter Farbreinheit erreicht. Erheblich vermindert wurde die Stromstärke der Hochspannungsüberschläge, wodurch die Betriebszuverlässigkeit erhöht wird. In Verbindung mit der Ablenkeinheit bildet die Röhre ein selbstkonvergierendes System, an dem keinerlei Einstellungen möglich und notwendig sind.

Während die Konzeption des Empfangsteiles vom Typ Chromalux weitgehend übernommen werden konnte, wurden Videostufe und Ablenkstufen neu entwickelt. Verändert wurde in Verbindung mit dem Einsatz von Kurzhub-Tipptasten die Programmleiterplatte. Die optische Anzeige erfolgt über Lumineszenzdioden.

Die Stromversorgung übernimmt ein Hochvolt-Schaltnetzteil. Die mittlere Betriebsleistungsaufnahme konnte auf 100 W gesenkt und damit auch die Wärmeentwicklung verringert werden. Der PAL-SECAM-Dekoder (Colortron 3000) bzw. SECAM-Dekoder (Colortron 3001) wurde unverändert übernommen.

Farbfernsehempfänger Colortron, VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

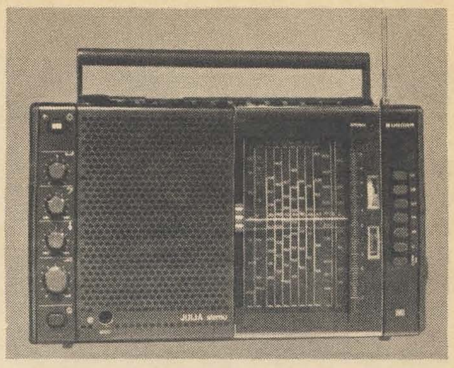


Bildschirmspielgerät BSS 01, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Am Bedienteil sind Drehsteller für Helligkeit, Lautstärke, Kontrast, Farbkontrast und Klang sowie Schalter für Netz und AFC angeordnet. Wie bei den Chromat-Geräten sind frontseitig auch Anschlüsse für MTG und Kopfhörer vorhanden. Auf der Geräterückseite befindet sich der Einbuchsen-Antenneneingang.

Über diesen anschließbar ist auch das im Handel zwar bereits angebotene, jetzt aber erstmalig auf der Messe vorgestellte **Bildschirmspielgerät BSS 01,** über das wir in unserem Heft 3 berichteten.

M. Tank



Stereokofferempfänger Julia Stereo, VR Polen

Radio

Unter dieser Rubrik berichten wir stets nur über Rundfunkgeräte als Einzelgeräte, also nicht über Kombinationen mit Kassettenrecordern usw. Diese Geräte sind unter der folgenden Rubrik „Elektroakustik" zu finden.

DDR

Das Rundfunkgerätesortiment wurde um einen **Autosuper** erweitert. Bei dem **A 130 IS** aus dem **VEB Elektrotechnik Eisenach** handelt es sich um eine Weiterentwicklung des bewährten Stern-Transit. Er empfängt in den Wellenbereichen UKW, KW, MW, LW, ist mit 1 IS, 8 Transistoren, 7 Dioden, 1 Kapazitätsdiode und einem Selenstabilisator bestückt, hat eine Ausgangsleistung von mind. 4 W an 4 Ω und einen Übertragungsbereich von 100...15 000 Hz. Die Betriebsspannung beträgt 12 V. Die Empfindlichkeiten (Grenzwerte) werden wie folgt angegeben: UKW 6,14 μV, KW 35,4 μV, MW 63,1 μV und LW 158 μV. Ferner verfügt der A 130 IS über abschaltbare AFC, Lokalschalter für MW und LW, abgestimmte HF-Vorstufe auf AM, gehörrichtige Lautstärkeeinstellung, Klangwaage, Helligkeitseinstellung für Skalenbeleuchtung und Spannungsstabilisierung aller HF-Vorstufen.

Autosuper A 130 IS, VEB Stern-Radio Berlin

VR Polen

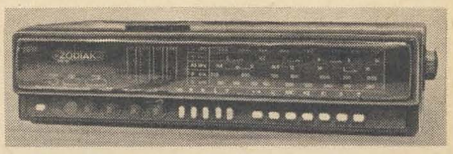
Das polnische Außenhandelsunternehmen **Unitra** zeigte drei neue Rundfunkempfänger, für die es aber noch keine Unterlagen gab.

Auffallendstes Kennzeichen des **Stereokofferempfängers Julia Stereo** ist die großflächige, gut ablesbare Vertikalskale. Besonders interessant dürfte er für Kurzwellenhörer sein, denn neben UKW, MW, LW hat er sieben Kurzwellenbereiche. Das Gerät ist für die Normen CIIR und OIRT ausgelegt, eine entsprechende Umschaltmöglichkeit ist vorhanden. Es hat einen UKW-Programmspeicher für fünf Sender, abschaltbare AFC, Anschlußmöglichkeiten für TA, TB, frontalen Kopfhöreranschluß, Stereoanzeige sowie Klangeinsteller für Höhen und Tiefen. Die Stromversorgung erfolgt mit Batterien oder aus dem integrierten Netzteil.

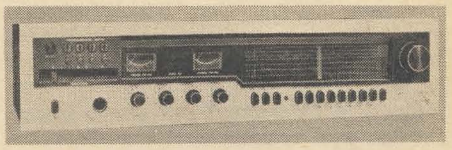
Der **HiFi-Empfänger Zodiak HiFi** erhielt durch seine Skale mit der vorstehenden, abgerundeten Plastabdeckung eine besondere Note. Das mit Moduln aufgebaute Gerät empfängt in vier Wellenbereichen (UKW, KW, MW, LW), hat vier UKW-Festsendertasten, Abstimmungs-Nullindikator, AFC, automatische Stummabstimmung und eine Ausgangsleistung von 2 × 10 W (Sinus). Anschlußmöglichkeiten für TB, TA (Dynamik- und Magnetplattenspieler) und frontaler Kopfhöreranschluß sind vorhanden.

Bei dem **HiFi-Empfänger Merkury HiFi** legte man auch Wert auf einen guten Empfang in den AM-Bereichen. So gibt es neben den Wellenbereichen UKW, 2 × KW, LW, zwei Mittelwellenbereiche, und mit dem Sensor-Programmspeicher können vier Sender sowohl für FM als auch für AM eingestellt werden. Ferner hat er AFC, automatische Stummabstimmung sowie Anzeigeinstrumente für Abstimmung und Frequenz. Die Ausgangsleistung beträgt 2 × 15 W (Sinus). Neben den Anschlußmöglichkeiten für Tonbandgerät und Plattenspieler mit Magnet- oder keramischem Abtastsystem können für Pseudoquadrofoniewiedergabe noch zwei weitere Lautsprecher zugeschaltet werden.

A. Blodszun



HiFi-Empfänger Zodiak HiFi, VR Polen



HiFi-Empfänger Merkury HiFi, VR Polen
Fotos: K. Schwarzer (3)

Verkaufe alle Geräte wenig oder nicht genutzt. Rechteckwellengenerator GFP 70; Oszill. EO 1/73; Röhrenprüfger. RPG 64; RLG-Meßbrücke 221-3; RC-Generat. GF 20; Röhrenvoltmeter MV 20; 1 Magnettontruhe MT 605 mit Laufwerk SJ 103/2 im Holzschrank, bestückt mit 1 GM 60, 4 WE 60, 2 AE 60, 2 AV 81, 1 LV 60, 1 GM 80, dazu Kopfträger Halbspur, Doppelspur und Vollspur. 1 LV 60 (V 248), 2 AE 60, 2 VV 321 (V 240/1), 2 MV 330.1 (V 240/1a), 4 ÜV 300 (V 241/1a), 4 F 60 Flachbahnregler, 3 ER 60 Einschubrahmen, 5 Magnetknöpfe W 1 V 7, 1 × A 1 V 5, 1 × L 1 V 16, 5 Bandleitrollen, 1 Gummiandruckrolle, 2 ABC-Drosseln, 2 Lautsprecher KSP 215.

Zuschr. an **Fil 179 582 DEWAG, 1054 Berlin**

Elektroakustik

DDR

Der allgemeine Trend, dem Verbraucher durch variantenreiche Gerätekombinationen selbst die Qual der Wahl zu überlassen, wurde in diesem Jahr auch im RFT-Messetrakt des Handelshofes deutlich sichtbar durch gestalterisch gut abgestimmte Anstellkombinationen, Kompaktanlagen und die sog. Türme.

Nach dem turmartigen Aufbau der bekannten Anlage RFT-Kompakt wurde zur diesjährigen LFM der neue **HiFi-Turm SC 1700** vorgestellt, den der **VEB Stern-Radio Sonneberg** in Zusammenarbeit mit dem **ZRF Dresden** entwickelte. Er besteht aus den Gerätekomponenten Tuner 922, Verstärker 926, HiFi-Schallplattenabspielgerät Granat 216-1 und dem neuen HiFi-Kassettentonbandgerät SK 910. Das Schallplattenabspielgerät wird mit einer rauchfarbenen Plasthaube abgedeckt. Das Gehäuse ist ein Holzkorpus mit farbig seidenmatter Oberfläche. Die Vorderfront wird durch Eloxalblenden und entsprechend gestaltete Bedienelemente gebildet, der untere Abschluß durch die Abdeckung der Ablagefächer für Schallplatten und Kassetten aus rauchfarbenen Plasttüren.

Alle Gerätekomponenten, die auch als Einzelgeräte erhältlich sind, sind lösbar miteinander verkabelt und lassen sich leicht ausbauen.

Um eine Neuentwicklung handelt es sich bei dem **HiFi-Stereokassettengerät SK 910**, dessen Mechanik und Schaltungstechnik mit dem des ebenfalls erstmalig vorgestellten SK 900 identisch sind. Zwangsläufig ergab sich durch die Vollfrontbedienung (Frontladerprinzip) eine veränderte äußere Gestaltung.

Bei den Geräten **Tuner 922, Verstärker HSV 926** und **Granat 216-1,** die ebenfalls Teile des HiFi-Turmes sind, handelt es sich um moderne Gestaltungsvarianten der bekannten Geräte Tuner 921, HSV 921 und Granat 216.

Wichtigste technische Daten

HSV 926

Ausgangsleistung	2 × 25 W (Sinus) an 4 Ω
Klirrfaktor	≦ 0,5 %
Übertragungsbereich	30...20 000 Hz

Granat 216-1

Übertragungsbereich	30...16 000 Hz ± 7 dB
Gleichlaufschwankungen	0,12 %
Rumpelgeräuschspannungsabstand	≧ 57 dB
Fremdspannungsabstand	≧ 50 dB
Abtastsystem, Auflagekraft	MS 16 SD, 25 mN

Mit dem **HiFi-Stereokassettendeck SK 900** stellte der **VEB Stern-Radio Sonneberg** ein Gerät mit hohen Gebrauchswerten und modernem, den Steuergeräten Carat S bzw. HiFi 100 angepaßtem Design vor.

Das Gerät enthält das ungarische BRG-Laufwerk mit geregeltem Gleichstrommotor, HiFi-Magnetkopf 3D24 N1 Y und dem Doppelspaltlöschkopf CL 05 D. Es ermöglicht Mithören bei schnellem Vor- und Rücklauf, automatische Bandsortenumschaltung (Fe/Cr), elektromagnetische Endabschaltung für alle Betriebsfunktionen sowie eine Pausenfunktion. Die elektronische Schaltung wurde ausschließlich in Si-Technik aufgebaut.

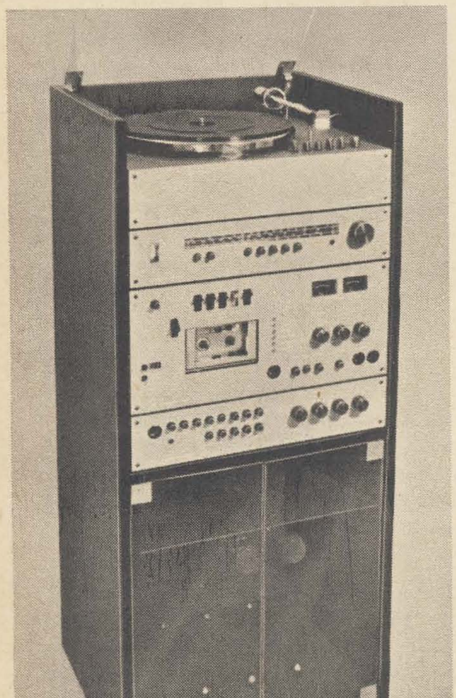
Von den Gebrauchseigenschaften sind hervorzuheben: aufnahme- und wiedergabeseitiges Rauschverminderungssystem, wahlweise schaltbare Hand- und Automatikaussteuerung, die Möglichkeit der Mithörkontrolle über Stereokopfhörer und der schaltbare Stereomikrofonanschluß. Das Zählwerk mit Memory-Taste sorgt für das automatische Auffinden einer bestimmten Bandstelle beim schnellen Rücklauf. Die eingeschalteten Funktionen werden durch Leuchtfelder, der Aufnahme- und Wiedergabepegel durch zwei Instrumente angezeigt.

Das HiFi-Stereokassettengerät besitzt Anschlußmöglichkeiten für Rundfunk, Fono, Mikrofon (2) und Kopfhörer. Der konstruktive Aufbau erfolgt in Modulbauweise.

Technische Daten

Geschwindigkeitsabweichung	± 1,5 %
Gleichlaufschwankungen	± 0,15 %
Frequenzgang über Band	
CrO_2	40...14 000 Hz
Fe_2O_3	40...12 500 Hz
Geräuschspannungsabstand bei CrO_2 (typ.)	
mit Rauschminderungssystem (RMS)	60 dB
ohne RMS	48 dB
Übersprechdämpfung bei 1 000 Hz (typ.)	30 dB
Fremdspannungsabstand	48 dB
Löschdämpfungsmaß	65 dB
Abmessungen in mm	400 × 112 × 310
Masse	5,5 kg

Als abgerüstete und vereinfachte Variante des HiFi-Fonoautomaten PA 225 stellte der **VEB Phonotechnik Zittau** den **Ziphona PA 227** vor. Zur Bedienung wurde in diesem Gerät ein fünfteiliger Kurzhub-Tastenschalter eingesetzt. Ihm zugeordnet sind vier Leuchtfelder, die die jeweilige Funktion anzeigen. Nach Wahl der erforderlichen Drehzahl (33; 45 U/min) erfolgt die Bedienung mit nur einer Taste.



HiFi-Turm SC 1700, VEB Stern-Radio Sonneberg
RFT-Pressefoto

HiFi-Stereokassettendeck SK 900, VEB Stern-Radio Sonneberg
RFT-Pressefoto

HiFi-Fonoautomat PA 227, VEB Phonotechnik Zittau
RFT-Pressefoto

Schallplattenabspielgerät Granat 227-1, VEB Phonotechnik Zittau **RFT-Pressefoto**

Wie der PA 225 besitzt auch der PA 227 Drehzahlfeineinstellung mit Stroboskopeinrichtung, rückwirkungsfreie optoelektronische Endabschaltung, elektronische Stummschaltung mit Aufblendautomatik, er ist mit dem 1/2"-Abtastsystem MS 27 SD bestückt. Die technischen Daten sind ebenfalls gleich.

Ziphona Granat 227-1 ist eine neue Variante der Granat-Reihe des **VEB Phonotechnik Zittau.** Als erstes Gerät dieser Reihe ist es riemengetrieben und mit dem Abtastsystem MS 27 SD bestückt, für das speziell ein zweistufiger Schneidkennlinienentzerrer entwickelt wurde. Der Übertragungsbereich erhöht sich dadurch auf 20...20 000 Hz, die Auflagekraft beträgt 20 mN. Alle anderen technischen Daten blieben unverändert.

Die bekannte **HiFi-Kompaktbox B 9261** im 10-l-Softline-Gehäuse wurde inzwischen mit einer Überlastungsschutzschaltung ausgestattet. Dieser Überlastungsschutz wird mit einer elektronischen Baugruppe realisiert, die mit der elektrischen Frequenzweiche der Lautsprecherbox kombiniert ist und die Beschädigung oder Zerstörung des Hochtonkalottenlautsprechers verhindert. Diese Box B 9261 wird gemeinsam vom **VEB Gerätebau Limbach** und dem **VEB Funkwerk Kölleda** produziert. Entwicklungsbetrieb ist der jetzt dem VEB RFT Fernmeldewerk Leipzig angegliederte ehemalige **VEB Elektroakustik Leipzig.**

Technische Daten

Konstruktionsprinzip	allseitig geschlossene Zweiwegebox (Kompaktbox)
Nennbelastbarkeit	50 VA
Übertragungsbereich	50...18 000 Hz
Nennscheinwiderstand	4 Ω
Kennempfindlichkeit	86 dB
Bestückung	L 2921 (Tiefton) L 9801 (Hochton)
elektronischer Steuerteil	doppelte LC-Weiche, mit Überlastungsschutzschaltung kombiniert
Weichentrennfrequenz	2 kHz
Abmessungen (B × H × T) in mm	236 × 341 × 225
Masse	7,8 kg

Wie bereits im vergangenen Jahr mußten wir auch dieses Mal wieder feststellen, daß Informationen über Lautsprecherboxen und Schallplattenabtastsysteme im RFT-Trakt nur sehr schwer zu erhalten waren – eine Folge der Ausgliederung des ehemaligen VEB Elektroakustik Leipzig aus dem Kombinat Rundfunk und Fernsehen. Der Werbeslogan „RFT – Qualität in Bild und Ton" bleibt trotz der Lautsprecherpräsentation „RFT – im Stereozentrum" u. E. unglaubwürdig, wenn die Abteilung Ton durch Fehlen eines dafür maßgebenden Betriebes, jetzt also VEB RFT Fernmeldewerk Leipzig, im RFT-Ausstellungskomplex Unterhaltungselektronik vernachlässigt wird.

Im Messehaus Petershof zeigten der **VEB Klingenthaler Harmonikawerke** und der **VEB Musikelektronik Klingenthal** Neues auf dem Gebiet der Musikelektronik.

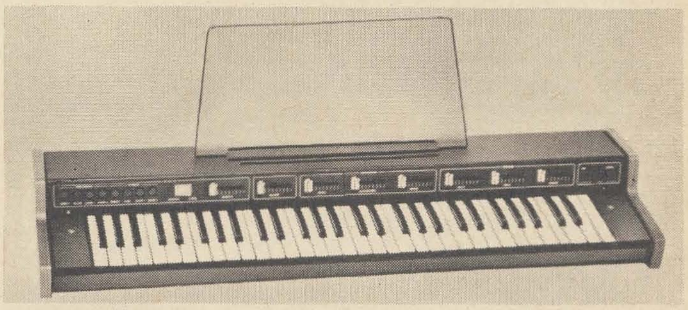
Formation 2 ist ein elektronisches Orgelinstrument. Beide Manuale verfügen in allen Spielbereichen über ausgeglichene Lautstärke. Für alle Register wurden Schiebesteller eingesetzt. Durch den eingebauten Phaser ist keine Rotorbox erforderlich. Er ist wahlweise auf Sinusgruppe, Percussionsgruppe und Streicher eines der Manuale bzw. auf beide schaltbar. Je Registergruppe ist ein Summensteller vorhanden, der zur Einschaltung des Klangfarbenregisters mindestens teilweise geöffnet werden muß. Der ebenfalls über einen Schiebesteller regelbare Hall ist auf alle Registergruppen wirksam. Die Absenkung der Höhen im Diskantbereich des Obermanuals erfolgt über den Softregler.

Das Instrument besitzt eine trägheitslose Stummschaltung, so daß bei geöffnetem Fußregler keine Grundgeräusche hörbar sind. Bei Nachhall wird die Stummschaltung um etwa 3 s verzögert.

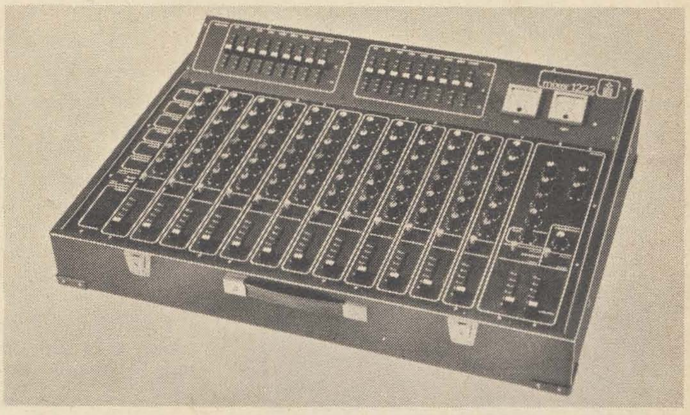
Mit diesem Instrument komplettierbar ist das ebenfalls neue **Vermona-Piano-Strings.** Es besitzt Percussionsregister für Piano, Clavichord und Spinett sowie Streichregister für Violine, Viola und Cello. Durch das achtfache Modulationsregister können Klangkombinationen vorgewählt werden. Phasing-Effektgruppen sind eingebaut. Die Gesamtlautstärke wird mit Hilfe eines Fußstellers oder Summenstellers eingepegelt. Bei den Percussionsregistern läßt sich das Tempo von Hand oder Fuß schalten. Eine stufenlose Temporegulierung wurde bei den Stringsregistern ermöglicht.

Der **Mixer 1222** ist ein 12-Kanal-Stereomischpult für professionellen Einsatz. Die symmetrischen Eingänge werden über Übertrager angesteuert; mit Hilfe der Drehstel-

Combo-Instrument Formation 2, VEB Klingenthaler Harmonikawerke Foto: Jobst



VERMONA-Piano-Strings, VEB Klingenthaler Harmonikawerke Foto: Jobst



Mixer 1222, VEB Musikelektronik Klingenthal Foto: Darre

ler „mic-line“ kann ihre Eingangsempfindlichkeit im Bereich 2...900 mV stufenlos geregelt werden, so daß eine Anpassung der verschiedensten Signalquellen an das Mischpult möglich ist.

Mit der Zweifach-Klangregelung „treble“ und „bass“ kann jedes Signal einzeln im Sound verändert werden. Ein separater Monitorkanal gewährleistet, von jedem Kanal ein Monosignal anteilmäßig auf die Monitoranlage aufzumischen. Der Regler „panorama“ ermöglicht eine stufenlose Zuordnung jedes Eingangsmoduls zum linken bzw. rechten Summenmodul. Der in jeden Eingangsmodul eingebaute Tastenschalter erlaubt ein Zu- und Abschalten jedes Kanals sowie das Mithören über Kopfhörer. Schiebesteller sind zur Einstellung der Lautstärke der einzelnen Signalquellen aber auch für die Summensignale vorhanden. Ebenso ist über Drehsteller auch eine Frequenzgangkorrektur der Summensignale möglich.

Mit Hilfe der Steller „reverb“ werden die Signale zum Echogerät bzw. die vom Echogerät kommenden Summensignale in ihrer Intensität eingestellt. Der Anschluß eines Tonbandgerätes ist ebenfalls vorgesehen. Die Ausgänge sind unsymmetrisch ausgelegt. Über die Ausgänge „effekt“ können in die Summenkanäle Klangeffektgeräte (z. B. Phaser) eingeschleift werden (Ausgangsspannung 130 mV).

Die Equalizer stellen neunkanalige Anordnungen zur Frequenzgangkorrektur dar. Mit diesen lassen sich akustische Mängel des zu beschallenden Raumes ausgleichen. Ihre Filterfrequenzen betragen 63; 125; 250; 500; 1 000; 2 000; 4 000; 8 000 und 16 000 Hz. Mit dem auf dem linken Summenmodul befindlichen Tastenschalter können die beiden Equalizer umgeschaltet werden (channel: Equalizer werden hinter die Kanäle 9 bis 12 geschaltet; master: Equalizer wirken auf alle 12 Kanäle). Mit zwei Aussteuerungsinstrumenten erfolgt die Spitzenwertanzeige der beiden Summensignale im Anzeigebereich —20...+3 dB. Abmessungen 210 mm × 535 mm × 720 mm, Masse 19 kg.

Kofferverstärker Regent 300 K, VEB Musikelektronik Klingenthal
Foto: Darre

Der **Regent 300 K** ist ein volltransistorisierter Kofferverstärker mittlerer Leistung, der sich besonders als Gitarrenkofferverstärker eignet. Er besitzt eine Vierfachklangregelung, internes Federhallsystem, Verzerrer und Tremolo. Durch den Einsatz von zwei Breitbandlautsprechern ist eine vielseitige Anwendung des Regent 300 K möglich.

Tafel 1: Lautsprecher von Tesla, ČSSR

	ARM 9304	ARN 8604	ARZ 4604	ARV 3604
Nennbelastbarkeit in VA	50	30	20	10
Nennscheinwiderstand in Ω	4	4	4	4
Grundresonanzfrequenz in Hz		20	235...250	1 200
Übertragungsbereich in Hz	50...5 000	35...1 000	500...4 000	2 000...20 000
Kennempfindlichkeit in dB	100	89	89	89
Magnetwerkstoff	Alnico	Ferrit	Ferrit	Ferrit
Abmessungen in mm				
Durchmesser	∅ 388	∅ 312	123 × 123	∅ 120
Einbautiefe	157	128	95	37
Masse in kg	8	4,5	0,85	0,75
Anwendungsgebiet	Musikelektronik	Kompaktboxen (50 l)	Mitteltonlautsprecher	Hochtonlautsprecher

Alle Typen werden auch als 8-Ω-Ausführung angeboten (Typbezeichnung endet auf 08)

Tafel 2: Unitra-Lautsprecherboxen, VR Polen

	ZG 30 C/11	ZG 40 C/11	ZG 60 C/11	ZG 80 C/11
Nennbelastbarkeit in VA	30	40	60	80
Nennscheinwiderstand in Ω	8	8	8	8
Übertragungsbereich in Hz	70...20 000	65...20 000	50...20 000	40...20 000
Trennfrequenz(en) in kHz	3,5	1; 3,5	1,8; 6,5	0,55; 5
Bestückung/Abmessungen in mm				
Tieftonlautsprecher	∅ 200	∅ 200	∅ 250	∅ 300
Mitteltonlautsprecher	—	∅ 120	∅ 120	∅ 180
Hochtonlautsprecher	∅ 30*)	∅ 30*)	∅ 30*)	∅ 30*)
Abmessungen (B × H × T) in mm	290 × 535 × 225	350 × 570 × 250	420 × 680 × 280	440 × 720 × 320
Masse in kg	11	13,5	19	28

*) Kalottendurchmesser

Technische Daten

Sinusleistung	25 VA
Lautsprecherbestückung	2 × 12,5 VA Breitbandlautsprecher
Eingangsempfindlichkeit (Eingang 1 und 2)	etwa 30 mV
Regelmöglichkeiten	volume, bass, middle mit presence-Schalter, treble, fuzz (Verzerrer), reverb (Hall), frequency (Tremolo), depth (Tremolo)
Masse	21 kg
Abmessungen in mm	700 × 445 × 215

HiFi-Lautsprecherbox ZG 30 C 11, VR Polen
Foto: Schwarzer

ČSSR

Die Außenhandelsgesellschaft **Kovo** zeigte einige neue **Lautsprecher für die Musik- und Heimelektronik,** die eine Sortimentserweiterung in Richtung auf höherwertige und höherbelastbare Lautsprecherboxen darstellen. In der Tafel 1 sind die technischen Daten besonders interessanter Typen zusammengestellt.

VR Polen

Am Kollektivstand mit elektronischen Heimgeräten von Unitra wurde neben zahlreichen bekannten Fonogeräten, Tonband- und Kassettengeräten eine Typenreihe von vier einheitlich gestalteten **Kompaktboxen** vorgestellt. Dabei wurde ein international häufig wiederkehrendes Konstruktionsprinzip verfolgt, die Schallwand der Boxen so in die Gestaltung einzubeziehen, daß der Benutzer auf die an sich mitgelieferte Blende verzichten kann, wenn er das dann betont technisch wirkende „Gesicht“ der Box dem schwarzen Bespannstoff vorzieht.

HiFi-Lautsprecherbox ZG 60 C 11, VR Polen
Foto: Schwarzer

Die technische Konzeption dieser Zweiwege- und Dreiwegeboxen beinhaltet eine sinnvolle Abstufung der Wiedergabeeigenschaften, die insgesamt in der oberen Qualitätsklasse eingeordnet werden müssen. Zur Beeinflussung der Übertragungskurve sind der Mittelton- und/oder der Hochtonlautsprecher um ± 3 dB im Pegel umschaltbar. Die Zweckmäßigkeit dieser „Kurvenverbiegung" muß jedoch angezweifelt werden, weil damit ohne meßtechnische Unterstützung kaum eine bessere Wiedergabe erreicht werden kann als mit einer Box ohne Klangsteller. Die Tafel 2 zeigt die technischen Daten dieser Boxenreihe.

SFR Jugoslawien

Die jugoslawische Firma **Gorenje,** Hersteller von elektrischen und elektronischen Konsumgütern, zeigte in der dritten Etage des Handelshofes die **HiFi-Kompaktanlage GC 201 A**. Sie besteht aus Automatik-Schallplattenabspielgerät, Kassettengerät, Vierbereichstuner und (2 × 30) W-Verstärker. Der Tuner besitzt für FM sieben Sensorstationstasten. Der HiFi-Stereokassettenteil ist mit Dolby-System ausgestattet.

HiFi-Kompaktanlage GC 201 A, SFR Jugoslawien
Foto: Schwarzer

Technische Daten

Verstärker	
Übertragungsbereich	20...20 000 Hz
nichtlineare Verzerrungen	< 0,5 %
Fremdspannungsabstand (50 mW)	≧ 50 dB
Kassettenteil	
Gesamtfrequenzgang	Fe 20...14 000 Hz Cr 20...16 000 Hz
Fremdspannungsabstand mit/ohne Dolby	Fe ≧ 62 dB/≧ 54 dB Cr ≧ 64 dB/≧ 56 dB
Gleichlaufschwankungen	≦ ± 0,2 %
Geschwindigkeitsabweichung	≦ ± 1,5 %

H. Pfau und M. Tank

Antennen

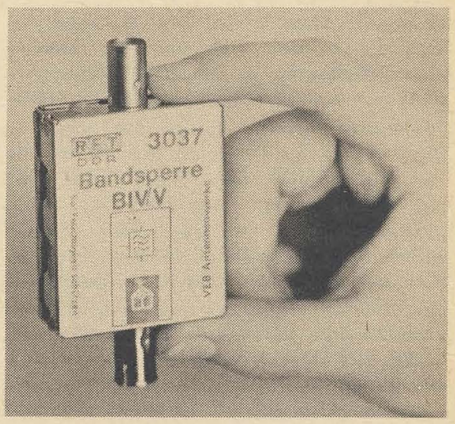
Zu den vergangenen Leipziger Messen wurden vom **VEB Antennenwerke Bad Blankenburg** bereits zahlreiche neue Zubehörteile für das Universalverstärkersystem in geschirmter Technik, das zur diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse mit einer Goldmedaille ausgezeichnet wurde, vorgestellt. Als Ergänzung wurde jetzt ein **UHF-Sperrfilter** gezeigt. Sperrfilter dienen bekanntlich zur Unterdrückung starker Sender, die eine Kreuzmodulation im Fernsehempfänger bzw. Antennenverstärker verursachen. Die Kreuzmodulation wirkt sich durch einen Bilddurchlauf des starken Senders im schwächeren Sender aus, das Bild des störenden Senders erscheint dabei immer im Negativ. Der Empfangskanal muß zum störenden Kanal bei der Ausführung .01 einen Abstand von zwei Kanälen, bei der Ausführung .02 einen Abstand von drei Kanälen haben.

UHF-Sperrfilter, ein Zubehörteil zum Verstärkersystem in abgeschirmter Technik vom VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

Technische Daten

Ausführung Nr.	3037.01	3037.02
Kanäle	21 bis 27	27 bis 41
Sperrdämpfung	> 25 dB	> 25 dB
Durchgangsdämpfung	< 1,5 dB	< 1,5 dB
Abmessungen in mm	85 × 45 × 17	

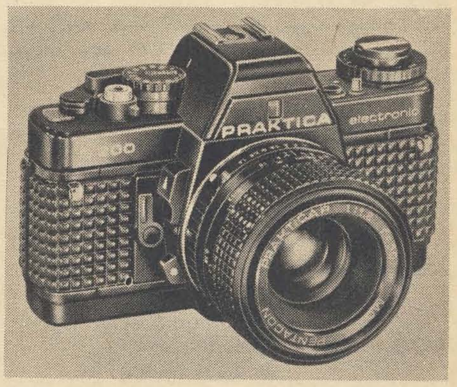
A. Blodszun



Sonstige Konsumgüter

Vom **VEB Uhrenwerke Ruhla** wurde der **Quarzwecker Kal. 63-01** vorgestellt. Er hat eine sechsstellige Flüssigkristallanzeige. Die verwendete integrierte Schaltung enthält neben der Oszillatorschaltung auch die benötigten Teiler, Zähler und den Dekoder für die Siebensegmentdarstellung. Die Wecksignale werden von einem elektronischen Summer erzeugt, ihre Lautstärke ist umschaltbar. Eine schaltbare Wiederholungsautomatik ermöglicht ein nochmaliges Wecken. Eine Beleuchtung des Displays ist möglich, erfordert aber eine eigene Batterie. Quarzfrequenz 32,768 kHz, Betriebsspannung 1,5 V, 2 Batterien nach IEC-Norm SR 44, Betriebsdauer etwa 2 Jahre.
Die vom **VEB Pentacon Dresden** vorgestellte elektronische **Kamera B 200** verfügt über eine vollautomatische Belichtungssteuerung. Bei vorgegebener Blendeneinstellung ermittelt diese Steuerung die erforderliche Belichtungszeit innerhalb des Bereiches 0,001...40 s. Die Verschlußsteuerung erfolgt stufenlos. LEDs im Sucherbildrand zeigen die angesteuerte Belichtungszeit an oder signalisieren beim halbautomatischen Betrieb die richtige Belichtungszeit. Die elektronische Schaltung besteht aus drei LSI-IS, die sich auf einer flexiblen Leiterplatte befinden. Die Lichtmessung erfolgt mit Hilfe einer Fotodiode. Eine IS dient der Datenerfassung (Objekthelligkeit, Filmempfindlichkeit, Blendenzahl), eine weitere berechnet die richtige Belichtungszeit; die dritte integrierte Schaltung steuert die LED-Anzeige im Sucher und den Verschluß an. Dieses Steuersystem ist, wie man erkennen kann, ein Analog-Mikrorechner, wobei als Zusatzfunktion eine digitale Speicherung der berechneten Belichtungszeiten erfolgen kann. Die Speisespannung von 6 V wird von einer Batterie PX 28 bereitgestellt.

W. E. Schlegel



Elektronische Kamera B 200, VEB Pentacon Dresden
Werkfotos (2)

Quarzwecker Kaliber 63-01, VEB Uhrenwerke Ruhla

Meßtechnik und Datenerfassung

DDR

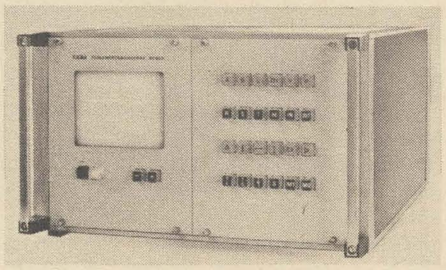
Der internationale Trend, mehr und mehr Mikrorechner einzusetzen, um damit die Meßabläufe zu automatisieren und die Auswertung effektiver zu gestalten, wird von drei Exponaten des VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden repräsentiert. Es handelt sich um ein **Flächen-Masse-Meßgerät,** einen **Spektrometermeßplatz** und um das **Fehlerortungsgerät 80050.**

Fehlerortungsgeräte dienen zur schnellen Bestimmung des Ortes, an dem Kabel und Leitungen Fehler aufweisen. Dabei sind mehrere Methoden anwendbar: das Stoßortungsverfahren, das Überschlagsortungsverfahren und das Impulsechoverfahren. Im Fehlerortungsgerät 80050 ist es durch den eingebauten Digitalspeicher möglich, drei unabhängige, permanent, selten oder einmalig auftretende Vorgänge oszillografisch darzustellen und auszuwerten. Ein Vergleich mit dem „Gesundbild" ist durch Anschluß eines externen Speichers möglich.

Das Reflektogramm wird im Echtzeitbetrieb mit hoher Auflösung abgetastet, digitalisiert und auf einem Bildschirm dargestellt. Die Indikation der Fehlerstelle wird vom Anwender durch Vergleich mit einstellbaren optischen Marken vorgenommen, während die Entfernung der Fehlerstelle vom Gerät ermittelt und alphanumerisch dargestellt wird. Der Ablauf vollzieht sich nach einem vorgegebenen Programm, wodurch Fehlbedienungen ausgeschlossen sind. Als Mikrorechner wird der K 1520 von Robotron verwendet.

Einige technische Daten

Betriebsarten	Impulsechoverfahren Stoßortungsverfahren Überschlagsortungsverfahren
Meßvarianten	Normal Adernvergleich Differenzmessung
Meßbereich	12,5...400 μs in sechs Stufen
Zeitauflösung	50 ns (einmalige Vorgänge) 12,5 ns (permanente Vorgänge)
Amplitudenauflösung	16 Stufen (einmalige Vorgänge) 64 Stufen (permanente Vorgänge)
Meßfehler	± 0,2 % vom Bereichsendwert (einmalige Vorgänge) ± 0,1 % vom Bereichsendwert (permanente Vorgänge)
Signalausgang	15 V an 50 Ω
Impulsdauer	1 % vom Bereichsendwert
Abmessungen in mm	400 × 240 × 420
Masse	24 kg
Anschluß für externe Speicher	über SIF 1000

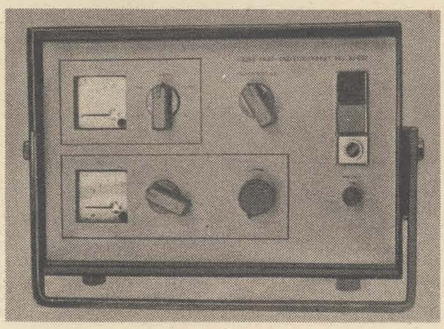


Fehlerortungsgerät 80 050, VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

Als **Prüf- und Stoßgerät 5 kV** steht der Typ **82 037** zur Verfügung. Er ist vorwiegend für die Mantelprüfung an Kunststoffkabeln und für die Lokalisierung von Mantelfehlern vorgesehen und besteht aus einer kurzschlußfesten Gleichspannungsquelle mit kontinuierlich einstellbarer Ausgangsspannung.

Einige technische Daten

Ausgangsgleichspannung	0...5 kV
Ausgangsstrom bei 5 kV	5 mA
Stoßspannung	0...5 kV
Stoßenergie bei 5 kV	100 Ws
Stoßfolge	1,5 s; 3 s
Abmessungen in mm	143 × 365 × 480
Masse	20 kg



Prüf- und Stoßgerät 82 037, VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

Sowjetunion

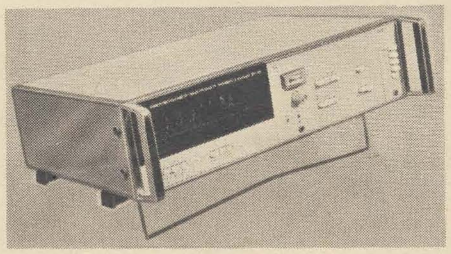
Die Reihe der Digitalmultimeter wurde weiter vervollkommnet. In der Tafel 1 sind die z. Z. zur Verfügung stehenden Geräte zusammengestellt.

Die beiden **Voltmeter B 7-27** und **B 7-27 A** unterscheiden sich durch den Frequenzbereich bei der Messung von Wechselspannung. B 2-27 arbeitet bei 20 Hz...100 kHz und B 7-27 A bei 20 Hz...6 MHz.

Der **Oszillograf C 1-76** zeichnet sich durch hohe Empfindlichkeit des Vertikalverstärkers aus.

Einige technische Daten

Schirmgröße	6 cm × 10 cm
Vertikalsystem	
Frequenzbereich	0...1 MHz
Ablenkfaktor	0,2 mV/cm...20 V/cm
Eingangswiderstand	1 MΩ
Meßfehler	± 10 %
Horizontalsystem	
Zeitbasis	0,1 μs/cm...5 s/cm
Zeitmeßfehler	± 10 %
Synchronisation	1 Hz...1 MHz
Signalamplitude	0,5...50 V
Abmessungen in mm	308 × 180 × 421
Masse	13 kg



Universelles Mikrovoltmeter-Elektrometer B 7-29, Sowjetunion

Die **Meßeinrichtungen zur Bestimmung von Impulsparametern im Nanosekundenbereich** wurden von Jahr zu Jahr verbessert. Die Tafel 2 gibt darüber Aufschluß.

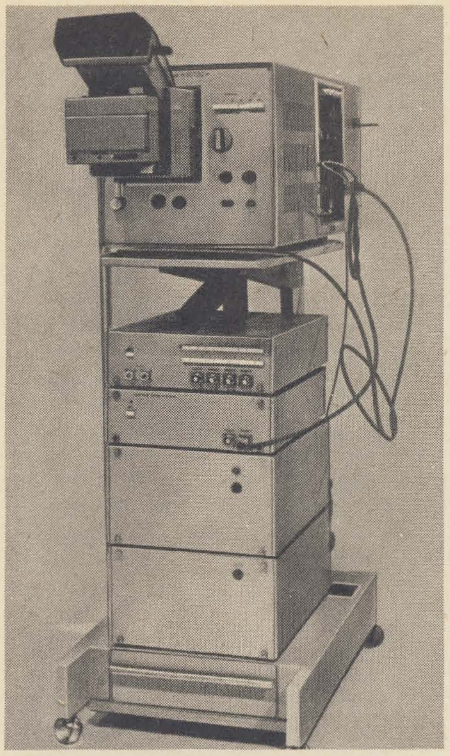
Zur Parameterbestimmung schnell ablaufender Vorgänge im Nanosekundenbereich werden u. a. Meßeinrichtungen der Optoelektronik verwendet. Zur Kalibrierung solcher Meßeinrichtungen ist der **Lichtimpulsgenerator ГСИ-1** bestimmt. Er besitzt zwei

Tafel 1: Sowjetische Digitalmultimeter

Typ	Spannungsbereiche AC	Spannungsbereiche DC	Strombereiche DC	Widerstandsbereiche
B 7-23	1 μV...1 000 V	10 mV...300 V, 20 Hz...10 MHz	—	0,01 Ω...10 MΩ
B 7-27	0,1 mV...1 000 V	0,3 mV...300 V	1 pA...2 A	0,001 Ω...10 MΩ
B 7-27 A	0,1 mV...1 000 V	0,3 mV...300 V	1 pA...2 A	0,001 Ω...10 MΩ
B 7-28	1 μV...1 000 V	0,1 mV...300 V	—	0,001 Ω...10 MΩ
B 7-29	20 mV...10 V		$10^{-17}...10^{-13}$ A	—

Tafel 2: Oszillografische Zeitmeßsysteme

Ausstellungsjahr	Typ	Frequenzbereich	Anstiegszeit	Ablenkfaktor, Meßsignalamplitude	Kanalzahl	Abbildungsgrößen
1976	ИНИ 3	0...1 GHz	300 ps	40 V/cm, 10...400 V	3	10 cm × 10 cm, Speicher
1979	6 ЛОР-04	0...1,5 GHz	200 ps	120 V/cm, 10...700 V	6	10 cm × 6,5 cm, Fotofilm
1980	Lotos	0...7 GHz	40 ps	6 V/cm	3	2 cm × 4 cm, Fotofilm



Oszillografisches Zeitmeßsystem Lotos, Sowjetunion

identische Strahlungskanäle (Kontroll- und Meßkanal) und gewährleistet die Erzeugung von Impulsen mit einstellbarer Leistung und Dauer.

Einige technische Daten

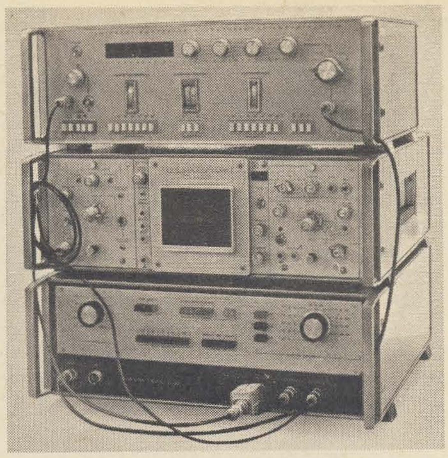
Strahlungswellenlänge	0,83...0,01 μm
Anzahl der Strahlungskanäle	2
Impulsfolgefrequenz	50...100 Hz
Strahlungsimpulsdauer	2...300 ns
Strahlungsleistung	30...300 W
Abmessungen in mm	
Strahlereinheit	500 × 450 × 300
Steuereinheit	520 × 280 × 480
Masse	
Strahlereinheit	40 kg
Steuereinheit	30 kg

Der **Energieverteilungsmesser ИРЭ-100 С** ist zur automatischen Messung und Registrierung der Energiedichteverteilung an 100 Meßpunkten im Querschnitt des Lichtstroms eines freilaufenden Impulslasers vorgesehen. Die Lichtstrahlenergie wird mit Hilfe von 100 kalorimetrischen Empfangselementen mit Vorverstärkern in elektrische Signale umgewandelt, die in aufeinanderfolgender Weise abgetastet werden. Die Meßwerte werden nach einer Analog-Digital-Wandlung in digitaler Form registriert und gespeichert.

Einige technische Daten

Spektralbereich	0,69...11,0 μm
Meßbereich der Impulsenergie	15...720 J
zulässige Dichte	≦ 5 J/cm²
Aufnahmefläche	12 cm × 12 cm
Anzahl der Meßkanäle	100
Masse	120 kg

Der **Spektraldichteanalysator АС-30** dient zur Analyse der Spektralcharakteristik elektrischer Signale im Echtzeitmaßstab. Bei der Anwendung geeigneter Wandler lassen sich Messungen an schnell verlaufenden Prozessen auf verschiedenen physikalischen Gebieten vornehmen.



Spektraldichteanalysator АС-30, Sowjetunion

Einige technische Daten

Frequenzbereich	0,03...1 MHz
Kanalanzahl	30
Filterbandbreite	1 kHz
Demodulator	Spitzendetektor, Mittelwertsdetektor, quadratischer Detektor
Dynamik	30 dB
Registrierung	Oszillograf, Schreiber
Abmessungen in mm	492 × 174 × 503
Masse	30 kg

Das **Ultraschallfehlerprüfgerät ДУК-66 П** dient der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung an Rohlingen, Halbfertigfabrikaten und Endprodukten aus Metall oder Plasten, wenn sie von einer Seite zugänglich sind. Es kann sowohl batterie- als auch netzgespeist arbeiten.

Einige technische Daten

Arbeitsfrequenz	1,25; 2,5; 5; 10 MHz
max. Durchstrahlung	1 140 mm, mit verzögerter Auslösung 2 500 mm
Meßfehler	± 3 %
Abmessungen in mm	260 × 170 × 435
Masse	
mit Batterie	10 kg
mit Netzteil	9 kg

ČSSR

Das **Außenhandelsunternehmen Kovo** stellte zwei Spannungsmesser aus, über die in rfe bisher noch nicht berichtet wurde.

Das **Millivoltmeter BM 512** zeichnet sich durch hohe zeitliche Konstanz aus. Es enthält einen Eichgenerator, der zum Nachgleich benutzt werden kann. Erdfreie Messungen sind möglich, wobei die maximale Spannung zwischen Meßkreiserde und Gerätemasse ± 250 V betragen darf. Das Gerät besitzt drei Skalen, von denen zwei in Volt (1:3) und eine in Dezibel geteilt sind.

Einige technische Daten

Spannungsmeßbereiche	1; 3; 10; 30; 100; 300 mV, 1; 3; 10; 30; 100; 300 V
Frequenzbereich	10 Hz...10 MHz
Meßfehler	
1 mV...1 V	3 %
3...30 V	4...8 %
30...300 V	5 %
Temperaturfehler	0,05 %/K
Eingangswiderstand	0,5...1 MΩ parallel 45 pF bzw. 15 pF
Pegelmeßbereich	−70...50 dB
Abmessungen in mm	320 × 160 × 220
Masse	6,7 kg

Das **Multimeter BM 518 A** wird als Mehrzweckgerät verwendet. Es enthält einen Schreiberausgang mit 100 mV an 1 kΩ für Vollausschlag und läßt sich wahlweise neben dem Netzbetrieb außer für R-Messungen auch an Fremdbatterie (18...27 V) anschließen.

Einige technische Daten

Gleichspannungsmeßbereich	300 μV...300 V
Meßfehler	2,5...5 %
Eingangswiderstand	100 kΩ, abschaltbar; 100...500 MΩ abgeschaltet
Gleichstrommeßbereich	3 nA...100 mA
Meßfehler	± 1 %
Widerstandsmessungen	10 Ω...10 MΩ
Meßfehler	± 5 %
Wechselspannungsmeßbereich	30 mV...300 V in 10-dB-Stufen
Meßfehler (unter Beachtung des Frequenzganges)	3...8 %
Eingangsimpedanz	10 MΩ‖250 pF
Abmessungen in mm	315 × 210 × 226
Masse	7 kg

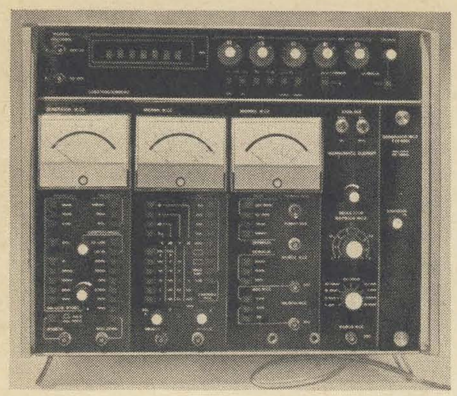
VR Polen

Der **Autokraftstoffmesser PWL 2** von **Mera-Pirp** kommt jedem Kraftfahrer zur Minimierung seines Kraftstoffverbrauchs sehr entgegen. Das Anzeigeinstrument hat etwa die Größe eines Fernthermometers und wird im Sichtbereich des Kraftfahrers angebracht. Die übrigen zwei Fühler – Benzin-Durchflußfühler PWL 22 R, Autogeschwindigkeitsfühler PWL 2 V – werden in die entsprechenden Elementezuleitungen geschaltet (Benzinleitung/Tachometerantrieb). Sie wandeln dort die mechanischen Größen in äquivalente elektrische Impulse proportionaler Frequenz um, die in einem Schaltkreis des Anzeigeinstruments weiter verarbeitet und zur Anzeige gebracht werden.

Zwei Typen stehen zur Verfügung:

PWL 2/15	3...15 l/100 km
PWL 2/25	5...25 l/100 km
max. Anzeigefehler	± 6 %
Wiederholbarkeit	± 3 %
Speisespannung	12 V (Bordnetz)
Stromaufnahme (mit Beleuchtung)	0,35 A
max. Autogeschwindigkeit	140...180 km/h

Im Zuge der RGW-Vereinbarungen wurde von **Metronex** der **Funksprechmeßplatz ZPFM-3** entwickelt, der zum ersten Male vorgestellt wurde. Er wird für die Wartung und Kontrolle der Einsatzfähigkeit von UKW-FM-Funksprechgeräten benötigt. Außerdem leistet er wertvolle Hilfe bei der Durchführung von Reparaturen an solchen Geräten. Folgende Messungen sind mög-



Funksprechmeßplatz ZPFM-3, VR Polen

lich: Funksprechempfänger: Eingangsfrequenz, Empfindlichkeit, Selektivität, Rauschsperre, Ausgangsleistung, Rauschpegel, Klirrfaktor und Deemphasis. Funksprechsender: Sendefrequenz, Ausgangsleistung, Hub, Hubbegrenzung, Preemphasis und Rauschabstand. Der HF-Meßsender umfaßt den Frequenzbereich von 0,4...470 MHz mit sieben unterschiedlichen Einschüben. Mit Hilfe des eingebauten digitalen Frequenzmessers kann die eingestellte Frequenz mit der Auflösung von 100 Hz gemessen werden. Der Meßsender wird mit Quarzgenerator stabilisiert.

Für einfache Messungen steht der Kalibrator E 610 zur Verfügung. Er erlaubt eine schnelle Übersichtskontrolle an Sende- und Empfangsgeräten des UKW-Sprechfunks. Zur Frequenzkontrolle wird ein von Quarzfrequenz abgeleitetes 25-kHz- oder 50-kHz-Bezugsraster benutzt.

Einige technische Daten

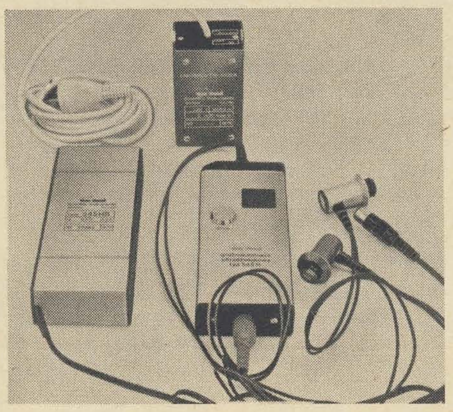
Senderfrequenzkontrolle	
Frequenzbereich	100 kHz...520 MHz
Impedanz	50 Ω
Eingangsempfindlichkeit	100...400 mV
Kanalraster	25 kHz oder 50 kHz
Hubmessung	
Frequenzbereich	25...520 MHz
Impedanz	50 Ω
Empfindlichkeit	wie Senderfrequenzkontrolle
Meßbereiche	0...5 kHz, 0...20 kHz
Modulationsfrequenzbereich	300 Hz...3 kHz
Meßgenauigkeit	± 10 %
Frequenznormal	5 MHz
	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$ MHz
Abmessungen in mm	215 × 135 × 230
Masse	4,5 kg

Weiterhin ist VRP für die Entwicklung und Produktion von Ultraschall-Fehlerprüfgeräten spezialisiert. Es wurden vom Außenhandelsbetrieb **Labimex** vier Typen mit Zubehör ausgestellt. Tafel 3 zeigt die Daten der vier ausgestellten Geräte.

Das **Ultraschallprüfgerät DI-5 T** ist für die zerstörungsfreie Ultraschallprüfung von Werkstoffen vorgesehen. Es werden damit Risse, Schichtentrennung, Strukturänderungen und Lunker in Metallen, Plastwerkstoffen und Keramikteilen ermittelt. Außerdem kann die Dicke einseitig zugänglicher Materialien bestimmt werden. Die geringe Leistungsaufnahme von 2 W ermöglicht den Betrieb aus Trockenbatterien oder gasdichten NC-Sammlern, wodurch das Erzeugnis unabhängig vom Netz einsetzbar ist. Das Exponat hat eine leichte Tragkonstruktion und ist servicefreundlich aufgebaut.

Das **Ultraschallprüfgerät 545 H** im Taschenformat ist das kleinste in dieser Familie. Es ist für die Messung an einseitig zugänglichen Elementen aus Stahl vorgesehen. Als Meßverfahren findet ebenfalls die Echoimpulsmethode Verwendung. Die Anzeige ist digital. Es ist sehr gut zur Dickenmessung von Röhren und anderen Elementen mit gekrümmter Oberfläche geeignet.

Ultraschall-Prüfgerät DI-5 T, VR Polen



Ultraschall-Prüfgerät 545 H, VR Polen

Einige technische Daten

Anzeige	dreistellige Digitalanzeige
Meßbereich	2...50 mm, 5...150 mm
Meßfehler	± 0,1 mm
Abmessungen in mm	30 × 75 × 175
Masse	0,4 kg

Der **Isolationsmesser P 435** dient zur Prüfung von Isolierstoffen oder auch zur Prüfung auf Einhaltung der Sicherheitsbestimmungen an Anlagen.

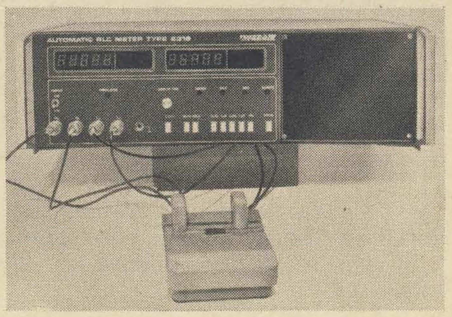
Tafel 3: Ultraschall-Fehlerprüfgeräte

	DI-4 T	DI-5 T	DI-23	510
Bereich	10...20 m	10...20 m	10...20 m	< 5 m
kleinste Fehler	1 mm²	1 mm²	3 mm ∅	0,5...1 mm²
Frequenzbereich	0,8...12 MHz	0,8...12 MHz	0,5...12 MHz	0,5...12 MHz
Masse	7 kg	4 kg	14 kg	9,5 kg

Einige technische Daten

einstellbare Prüfspannung	30 V...10 kV
einstellbarer Auslösestrom	0,01...300 µA
einstellbarer Auslösewiderstand	4...100 000 MΩ
Abmessungen in mm	128 × 197 × 252
Masse	6 kg

Die automatische **RLC-Meßbrücke E-318** wird in Laboratorien, Prüffeldern oder auch in der Wareneingangskontrolle von Industriebetrieben eingesetzt. Sie arbeitet vollautomatisch und mißt Widerstäde, Induktivitäten, Kapazitäten und Verlustfaktoren. Die Anzeige des Meßwertes erfolgt digital, wobei die jeweiligen Toleranzwerte besonders angezeigt werden. Die zulässigen Werte können eingegeben werden. Das Gerät ist mit Interface nach IEC-Vorschriften ausgestattet.



RLC-Meßbrücke E 318, VR Polen

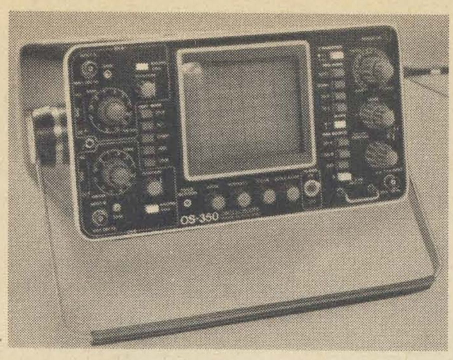
Einige technische Daten

Widerstandsmeßbereich	1 mΩ...2 MΩ
Meßfehler	± 0,1 %
Kapazitätsmeßbereich	0,01 pF...200 µF
Meßfehler	± 0,1 %
Induktivitätsmeßbereich	0,01 µH...200 H
Meßfehler	± 0,2 %
Verlustfaktormeßbereich	0,001...2
Meßfehler	± 1 %
Frequenz der Meßspannung	1 kHz
max. Ausgleichsdauer	1 s
Abmessungen in mm	140 × 438 × 350
Masse	10 kg

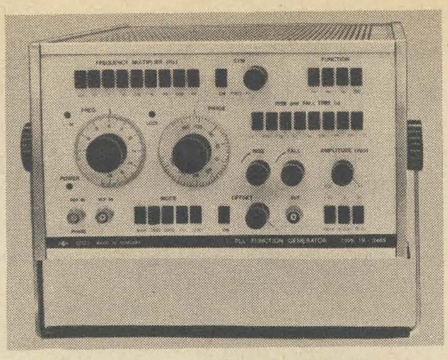
Der **Oszillograf OS-350** kann als Zweikanalgerät mit hoher Eingangsempfindlichkeit im Service oder im Labor Verwendung finden.

Einige technische Daten

Schirmgröße	8 cm × 10 cm
Vertikalsystem	
Frequenzbandbreite	0...15 MHz
Ablenkfaktor	1 mV/cm...5 V/cm
Arbeitsmöglichkeit	A; B; A + B; alternierend oder Chopperbetrieb
Horizontalsystem	
Frequenzbandbreite	0...2,5 MHz
Ablenkfaktor	0,1 V/cm...0,5 V/cm
Zeitbasis	0,1 µs/cm...0,5 s/cm
Dehnung	1:5
Trigger	A; B oder extern
Kalibriergenerator	0,5 V/1 kHz
Abmessungen in mm	176 × 303 × 498
Masse	12 kg



Oszillograf OS-350, VR Polen



PLL-Funktionsgenerator 12 571 (TR-0465), Ungarische VR

Ungarische VR

Der **PLL-Funktionsgenerator 12 571 (TR-0465)** ist eine Signalquelle, die in einem breiten Frequenzbereich auch extern steuerbar Sinus-, Rechteck-, Sägezahn- und Impulssignale erzeugt. Die Phasenlage des Ausgangssignals läßt sich gegenüber dem Referenzsignal um ± 180° einstellen. Das Tastverhältnis sowie die Anstiegs- und Abfallzeit des Impulssignals sind veränderbar.

Einige technische Daten

Folgefrequenzbereich	0,01 Hz...10 MHz
Einstellunsicherheit	± 1 %
Ausgangskennwerte	
Amplitude	30 mV...30 V, Leerlauf
Klirrfaktor	< 0,5 % (Sinus)
Linearität	> 99 % (Dreieck)
Anstiegs- und Abfallzeit	< 30 ns (Rechteck)
Einstellbereich	40 ns...100 ms
Frequenzbereich für Referenzsignal	100 Hz...10 MHz
Abmessungen in mm	153 × 266 × 308
Masse	5,5 kg

Falls eine höhere Frequenzeinstellgenauigkeit erforderlich ist, steht der quarzgesteuerte **Funktionsgenerator 12 573 (TR-0466)** zur Verfügung, der keine veränderbaren Anstiegs- oder Abfallzeiten und keine Sägezahnformimpulse erzeugt.

Technische Hauptparameter

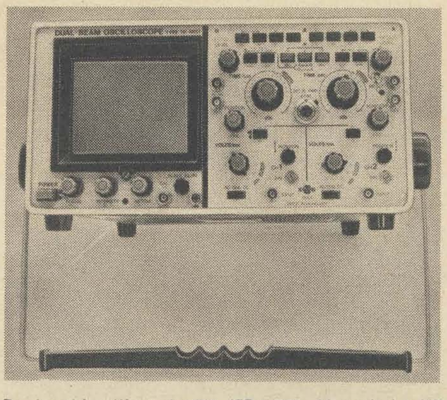
Frequenzbereich	0,001 Hz...10 MHz
Fehler	0,001 %
Stabilität	$1 \cdot 10^{-6}$/h

Alle übrigen Daten entsprechen denen des Funktionsgenerators 12 571 (TR-0465).

Für den Laborbetrieb und Service z. B. an Rechenanlagen ist der **Zweistrahloszillograf 1533 (TR-4657)** vorgesehen. Der Verstärkereingang ist mit Doppel-FETs realisiert, so daß die Drift sehr klein ist.

Einige technische Daten

Schirmgröße	8 cm × 10 cm
beide Vertikalverstärker	
Frequenzbereich	0...30 MHz
Ablenkfaktor	10 mV/cm...20 V/cm
Teilerfehler	± 5 %
Eingangsimpedanz	1 MΩ‖35 pF
interne Verzögerung	180 ns
beide Horizontalverstärker	
Frequenzbereich	0...1 MHz
Ablenkfaktor	1 V/cm
beide Zeitablenkungen	0,1 μs/cm...0,5 s/cm
Verzögerung	1 μs...5 s
Triggerung	
Polarität	positiv, negativ
Abmessungen in mm	333 × 165 × 450
Masse	13 kg



Zweistrahloszillograf 1553 (TR-4657), Ungarische VR

Das **Digital-Multimeter TR-1665 A** ist ein universelles digitales Meßgerät für Labor und Prüffeld. Es können Gleich- und Wechselspannungen, Widerstände und auch Gleich- und Wechselströme gemessen werden.

Einige technische Daten

Meßbereiche	
Gleichspannung	10 μV...1 000 V
Wechselspannung bis 1 MHz	10 μV...500 V
Widerstand	10 mΩ...20 MΩ
Gleichstrom	10 nA...2 A
Wechselstrom	10 μA...2 A
Meßfehler	
Gleichspannung	± 0,01 % MW ± 0,02 % EW
Wechselspannung	± 0,1 % MW ± 0,15 % EW
Gleichstrom	± 0,1 % MW ± 0,03 % EW
Wechselstrom	± 0,2 % MW ± 0,2 % EW
(MW = Mittelwert, EW = Endwert)	
Abmessungen in mm	440 × 420 × 135
Masse	6 kg

Der **RC-Generator TR-0107** zeichnet sich durch große Stabilität der Ausgangsspannung und durch geringen Klirrfaktor aus. Er ist für den Gebrauch in Laboratorien und Prüffeldern vorgesehen.

Einige technische Daten

Frequenzbereich	10 Hz...100 kHz
Kurzzeitinstabilität	< 1 %
Ausgangspegel	+3 dB...−40 dB an 50 Ω
Klirrfaktor	0,05...0,1 %
Abmessungen in mm	198 × 260 × 77
Masse	1,5 kg

Unter der Bezeichnung **Mini-Multi TR-1677** ist ein universelles digitales Handmeßgerät für Labor-, Prüffeld- und Servicezwecke in den Abmessungen eines Taschenrechners vorgestellt worden.

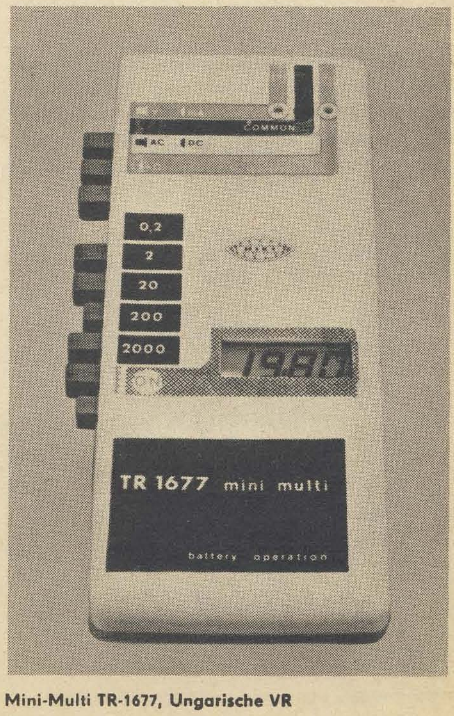
Einige technische Daten

Meßbereiche	
Gleichspannung	100 μV...1 000 V, ± 0,5 %
Wechselspannung (eff)	100 μV...500 V, ± 1 %
Widerstand	100 mΩ...20 MΩ, ± 0,5 %
Gleichstrom	100 mA...2 A, ± 2,5 %
Wechselstrom	100 mA...2 A, ± 5 %
Anzeige	$3^1/_2$stellige Flüssigkristallanzeige
Versorgungsspannung	9-V-Batterie
Stromaufnahme	12 mA
Abmessungen in mm	180 × 80 × 35
Masse	0,3 kg

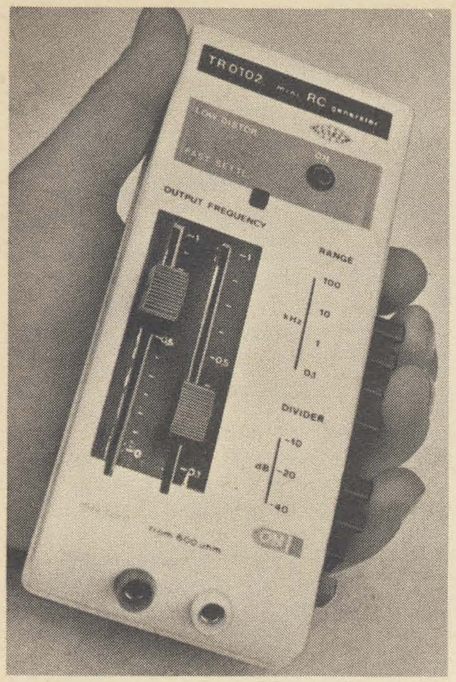
Der **Mini-RC-Generator TR-0102** erzeugt Sinusschwingungen mit geringem Klirrfaktor und hoher Ausgangspegelstabilität.

Einige technische Daten

Frequenzbereich	10 Hz...100 kHz in vier Bereichen
Einstellunsicherheit	1 %
Ausgangspegel (eff.)	1 V an 600 Ω
Kurzzeitstabilität	
10 Hz...100 kHz	< 1 dB
100 Hz...10 kHz	< 0,03 dB
Klirrfaktor	0,015 %
Stromversorgung	9-V-Batterie
Stromaufnahme	15 mA
Abmessungen in mm	180 × 80 × 30
Masse	0,3 kg



Mini-Multi TR-1677, Ungarische VR

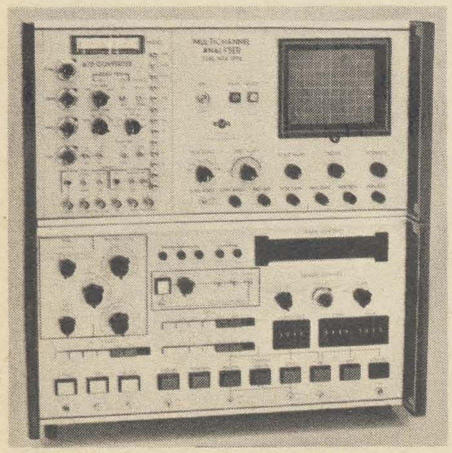


Mini-RC-Generator TR-0102, Ungarische VR

Der **Stochastische Analysator Typ 34 200** ist in seiner Grundanordnung ein universeller Signalanalysator zur Messung stochastischer Signale. Die Grundanordnung besteht aus vier Meßeinheiten, die wahlweise durch drei weitere ergänzt werden können. Sie sind in einem Meßgestell zusammengefaßt, das außerdem noch die Stromversorgungseinheiten trägt.

Mit der Grundausrüstung können folgende Funktionen realisiert werden: Antikorrelation, Kreuzkorrelation, Kreuzkorrelation (Spannungsimpuls), Vielkanal-Signalmittelwertbildung, Zeitverteilung der Impulshäufigkeit, Zeitverteilung zwischen den Impulsen, Amplitudenverteilung, Amplitudendichte, Signalmittelwert, quadratischer Signalmittelwert, digitale Filterung, Erzeugung pseudo-zufälliger Signale, Systemidentifizierung mit pseudo-zufälligen Signalen, stetige Überwachung oder einmalige Analyse, digitale Sinus-, Cosinus-, Sägezahnsignale.

Das **Stehwellenmeßgerät TR-1766** dient zur Impedanzanpassungsmessung in der Mikrowellentechnik. Weiterhin ist es als selektiver Spannungsmesser für Brückenschaltungen als Indikator gut zu verwenden. Es ist für Laboratoriumsbetrieb und Prüffeldeinsatz vorgesehen.


Stochastischer Analysator 34 200, Ungarische VR

Einige technische Daten

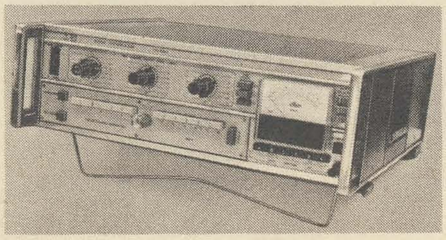
Frequenz	1 kHz ± 2 %
Bandbreite	40 Hz ± 20 %
Empfindlichkeit	0,5 µV
Rauschpegel	0,02 µV
Einstellunsicherheit	± 0,2 dB je Stufe
Eingangswiderstand	200 Ω
Ausgangswiderstand	10 kΩ
Abmessungen in mm	328 × 150 × 335
Masse	5 kg

Zur Bestimmung der Empfindlichkeit von Empfängern werden Rauschgeneratoren genutzt, die definiert einstellbar weißes Rauschen als Störleistung abgeben. Der **Rauschgenerator TR-0510** dient dazu.

Einige technische Daten

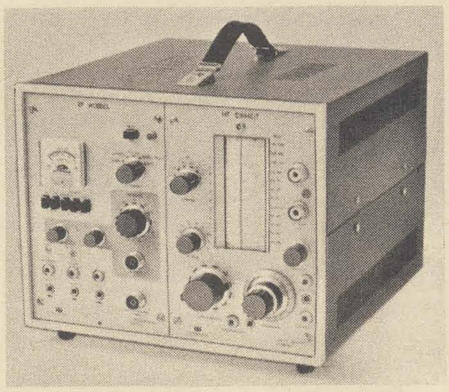
Frequenzbereich	1...1 000 MHz
Ausgangsimpedanz	75 Ω
Stehwellenverhältnis	1,1
Rauschfaktor	≦ 32 dB
Abmessungen in mm	470 × 195 × 260
Masse	8 kg

Zur Bestimmung des Oberwellengehalts von sinusförmigen Spannungen wird der **Klirrfaktormesser TR-1861** benutzt. Er zeigt den Meßwert direkt in Prozent an und besitzt eine automatische Kalibrierung.


Rauschgenerator TR-0510, Ungarische VR
Fotos: K. Schwarzer (17)

Einige technische Daten

Spannungsmesser für Oberwellen	
Frequenzbereich	20 Hz...1 MHz
Spannungsmeßbereich	20 µV...300 V
Meßfehler	20 Hz...600 kHz ± 5 %; 600 kHz...1 MHz ± 10 %
Eingangsimpedanz	1 MΩ‖80 µF
Klirrfaktormesser (Grundwelle)	
Frequenzbereich	20 Hz...200 kHz
Spannungsmeßbereich	0,3...300 V
Eingangsimpedanz	1 MΩ‖80 pF
Abmessungen in mm	400 × 445 × 140
Masse	12 kg


Radiotester II TR-0626/RO 57, Ungarische VR
Werkfoto

Der **Radiotester II TR-0626/RO 57** findet im Service und bei der Reparatur von AM-FM-Rundfunkempfängern in der Werkstatt Verwendung. Zur Darstellung der Durchlaßkurven ist zusätzlich ein Oszillograf notwendig. Das Erzeugnis besteht aus zwei Einschubeinheiten und dem Netzteil. Seine ausführlichen technischen Daten finden Sie auf S. 371.

G. Raab

Datenverarbeitungsanlagen

DDR

Nur wenige Jahre, nachdem der Generaldirektor des Kombinates Robotron anläßlich einer Leipziger Frühjahrsmesse bekanntgegeben hatte, daß Robotron dabei ist, neben der traditionellen EDV-Linie das Konzept eines modularen Erzeugnisprogramms **„Dezentrale Datentechnik"** zu verwirklichen, konnte sich der Besucher des Robotron-Standes der diesjährigen LFM davon überzeugen, daß diese Ankündigung bereits 1980 zur Realität geworden ist.

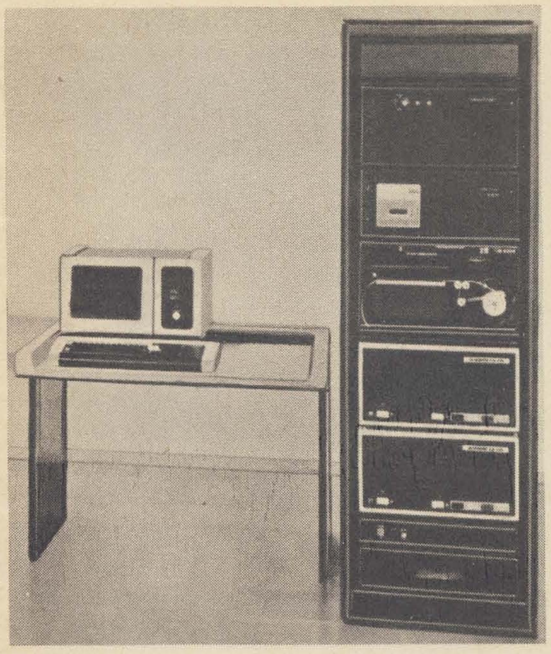
Mit einem umfangreichen Gerätesortiment sowie Informationen über die Systemlösungen, in die diese Geräte einbezogen sind, demonstrierte **Robotron** eindrucksvoll die Grundkonzeption des Erzeugnisprogramms, nämlich

- einheitliche technische Basis auf der Grundlage von Mikrorechnern
- Kompatibilität und Standardisierung der Datenträger
- Programmierbarkeit in verschiedenen Ebenen
- einheitliche konstruktive und gestalterische Ausführung.

Entsprechend den Einsatzgebieten umfaßt es

- Sologeräte für den unabhängigen Einsatz in dezentralen Bereichen
- dezentrale Kleinverarbeitungs- und Steuerungsanlagen
- dezentrale Terminalsysteme
- Terminals und Terminal-Steuerrechner zum Aufbau von Datenfernverarbeitungs-Geräteketten für die EDVA EC 1040 und EC 1055
- OEM-Erzeugnisse.

Bemerkenswert ist die neue gestalterische Lösung dieses Gerätesortiments, die im Gegensatz zu der nüchternen, rein zweckorientierten Ausführung der EDV-Geräte



Mikrorechner K 1620 mit Bedienkomplex und Anschlußsteuer-Modulen, VEB Kombinat Robotron

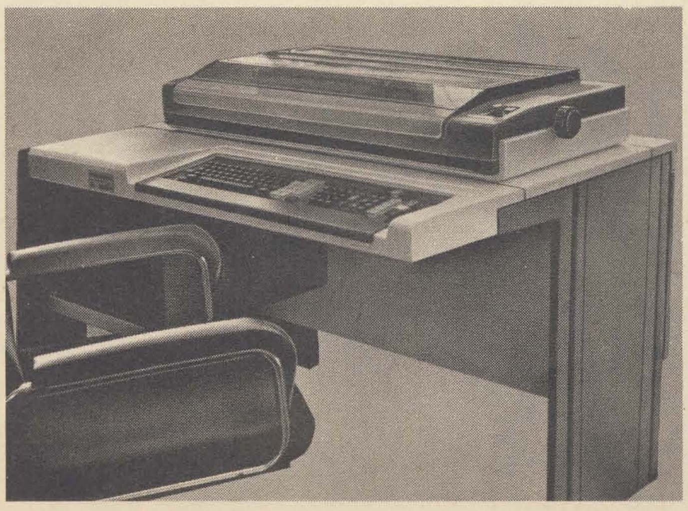
durch weiche Linienführung und das Vermeiden strenger geometrischer Formen und harter Linien bzw. Kanten charakterisiert ist. Durch dieses Design lassen sich die Geräte ästhetisch und optisch wirksam in die Bürolandschaft einfügen.

Die elektronische Basis all dieser Geräte sind entweder der Mikrorechner K 1520, der bereits auf der vorjährigen Frühjahrsmesse vorgestellt wurde, oder die neu entwickelten **Mikrorechner K 1620** und **K 1630.** Der Mikrorechner K 1620 stellt das Grundmodell der **Mikrorechnerfamilie K 1600** dar. Er ist ein in moderner MOS-LSI-Technik realisierter, mikroprogrammgesteuerter 16-Bit-Rechner mit einer maximalen Arbeitsspeicherkapazität von 28 K Worten. Die leistungsfähigere Version K 1630 enthält zusätzlich eine Speichervermittlungseinheit für die Erweiterung des Speichers bis zu 124 K Worten sowie einen Arithmetikprozessor für Festkomma- und Gleitkommaoperationen mit erhöhter Genauigkeit. Alle Moduln des Mikrorechnersystems sind über den K-1600-Systembus miteinander gekoppelt. Da der K 1600 als Bestandteil des zwischen den RGW-Ländern standardisierten **Systems der Kleinrechner SKR** entwickelt wurde, realisiert er den SKR-Befehlssatz sowie über einen speziellen Busumsetzer das Anschlußbild des SKR-Einheitsbus. Neben dem Bedienkomplex, der aus Bildschirm, Tastatur und Seriendrucker besteht, gehören zum Bestand des K 1600 die im SKR üblichen peripheren Geräte wie Kassettenmagnetbandspeicher, Folienspeicher, Lochbandeinheiten, Lochkartenleser, Seriendrucker, Paralleldrucker, Magnetbandspeicher, Kassettenplattenspeicher, Bildschirmtechnik usw. Anwendungsbezogene Konfigurationen dieses Systems werden von Robotron als **Kleindatenverarbeitungsanlagen A 6401** und **A 6402** angeboten.

Eine Messeneuheit ist auch das **freiprogrammierbare Datenerfassungssystem A 5201.** Der Steuerkern des Gerätes wird mit einer Variante des Mikrorechners K 1520 realisiert. Der Anschluß von unterschiedlichen peripheren Geräten über den Systembus gestattet mehrere Ausstattungsvarianten. Zur Grundvariante gehören Seriendrucker, Tastatur und Bildschirm. Als externe Speicher können sowohl Kassettenmagnetbandeinheiten als auch Folienspeicher angeschlossen werden. Das Gerät ist sowohl in der zentralen Datenerfassung im

Datenerfassungssystem A 5201, VEB Kombinat Robotron

Platzreservierungsterminal K 8927, VEB Kombinat Robotron



Datenerfassungsgerät A 5203, VEB Kombinat Robotron

Buchungs- und Fakturierautomat A 5103, VEB Kombinat Robotron

Rechenzentrum als auch dezentral am Arbeitsplatz einsetzbar.

Ebenfalls zur Robotron-Vertriebslinie Datenerfassung gehört das intelligente **Terminal A 5203.** Es ist als bildschirmorientiertes Auftischgerät ausgelegt, zu dessen Grundelementen außer der Recheneinheit K 2525 das Display, die Tastatur und ein Floppy-disk-Laufwerk gehören. Das Gerät ist wahlweise mit Lokal- oder Fernanschluß ausgestattet und kann für vielfältige Datenerfassungs- und Datenaufbereitungsaufgaben verwendet werden.

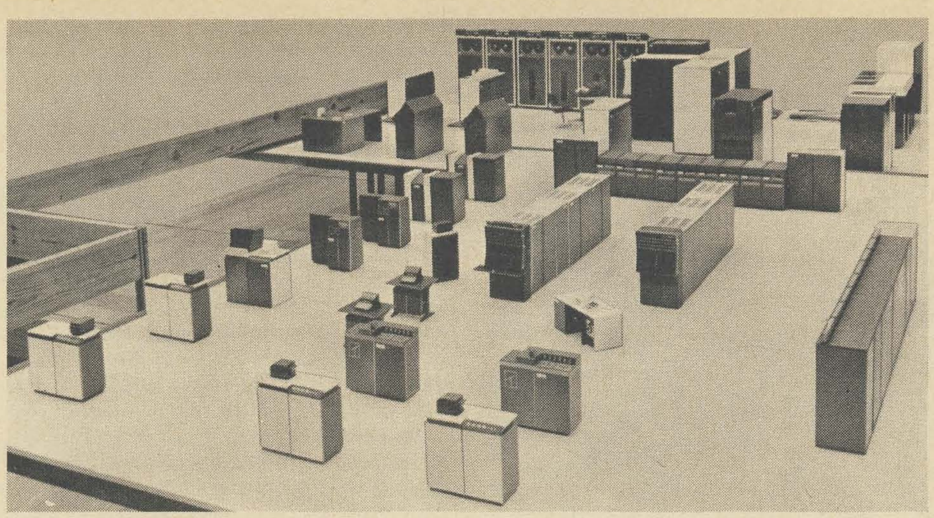
Als eine Modifizierung dieses Gerätes, ausgestattet mit einer höheren Speicherkapazität und einem Seriendrucker, wird das **Platzreservierungsterminal K 8927** angeboten. Dieses Gerät ist insofern interessant, als es zu einem komplexen automatischen Reservierungssystem (ARS) gehört, das ebenfalls von Robotron entwickelt wurde. Die Terminals sind dabei über Datenfernverarbeitungslinien mit einem zentralen Rechner verbunden.

Als Spitzenerzeugnis kann man zweifellos den Buchungs- und Fakturierautomaten A 5103 werten, der als Auftischgerät ausgeführt ist. Er verfügt über

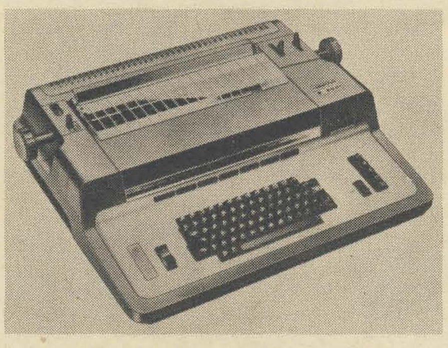
- zentrale Recheneinheit K 2525 mit 4-K-Byte-RAM, erweiterbar auf 36 K Byte
- Datenausgabe auf Seriendrucker mit Typenrad; formulartechnische Zusatzgeräte wie zweibahnige Verarbeitung von Leporello-Einzelformularen, Journalrolle oder Kontokarte
- Dateneingabe über Bedienfeld, bestehend aus Zehnertastatur, alphanumerischer Tastatur, Steuertasten und Anzeigeelementen; alphanumerische Kleinanzeige für 2 × 16 Stellen zur Bedienerführung
- wahlweise anschließbare Peripherie:
  - zwei Folienspeicher-Laufwerke
  - zwei Kassettenmagnetband-Laufwerke
  - Datenfernübertragung
  - Programmierzusatz für PROM-Schaltkreise.

Mit der **elektronischen Schreibmaschine S 6001** (s. auch Titelbild) ist Robotron nun auch der Anschluß an den internationalen Weltstand auf dem Gebiet der Schreibtechnik gelungen. Sie wird durch einen Mikroprozessor gesteuert, besitzt eine Speicherkapazität von 4 K Byte und einen Zeichenvorrat von 96 Zeichen. Die wesentlichen Merkmale dieser Schreibmaschine sind:

- automatischer Korrekturvorgang beim Verschreiben
- Korrekturtaste löscht die zu korrigierenden Zeichen vom Papier und im Textspeicher
- Papiereinzug mit automatischem Finden des Grundformates
- automatisches Unterstreichen
- automatisches dezimalstellengerechtes Ausschreiben von Zahlen
- automatisches Springen zu den Einrückungen
- fünf Speicher für Formate, in denen vertikale und horizontale Spalten für Tabellen bzw. Formulare gespeichert und abgerufen werden können
- drei Speicher für Bedienfolgen, die mit konstanten Textteilen, Adressen, Grußformeln usw. gefüllt werden können.



Modell der EDVA EC 1060, Sowjetunion



Elektronische Schreibmaschine S 6001, VEB Kombinat Robotron

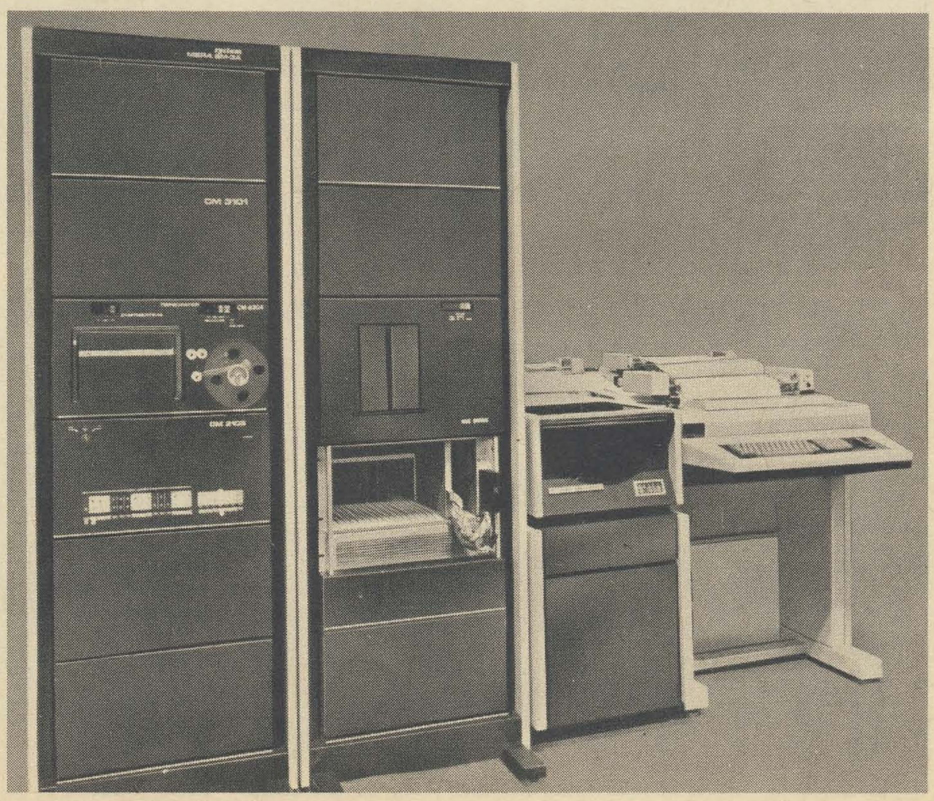
Durch den Textspeicher besteht die Möglichkeit, Texte beliebig oft automatisch zu schreiben. Neben den herkömmlichen Hervorhebungen, Unterstreichung und Sperrschrift stehen Schattendruck, Fettdruck und Sparschrift zur Verfügung.

Sowjetunion

Im sowjetischen Pavillon konnte der interessierte Besucher das Modell der schnellsten und größten Rechenanlage des ESER, der **EDVA EC 1060,** sehen und Wissenswertes über sie erfahren.

Die **Zentraleinheit EC 2460** besitzt eine Geschwindigkeit von $1,3 \cdot 10^6$ Operationen/s. Die E-A-Kanäle sind in selbständigen Schränken untergebracht. Wie die DDR-Anlage EC 1055 besitzt sie auch einen eingebauten Kanal-Kanal-Adapter, mit dessen Hilfe die EC 1060 mit einer anderen ESER-Anlage Daten austauschen kann. Als besonderes Merkmal ist zu werten, daß die EC 1060 als Zwei-Prozessor-System mit einem gemeinsamen Speicherfeld realisiert werden kann.

Wie alle größeren Rechner des ESER, Reihe 2, kann die EC 1060 nach dem Prinzip eines virtuellen Speichers von 16 M



Kleinrechner MERA SM 3, VR POLEN

Byte arbeiten. Voraussetzung dafür sind die Verwendung des Betriebssystems OC 6/EC sowie leistungsfähige Wechselplattenspeicher. Die Anforderungen an letztere erfüllen die Wechselplattenspeicher (WPS) EC 5066 mit der dazugehörigen Gerätesteuereinheit EC 5566, die ebenfalls im sowjetischen Pavillon zu sehen waren. Der WPS ist ein Ein-Spindelgerät mit einer Kapazität von 100 M Byte. An die Gerätesteuereinheit können bis zu acht WPS angeschlossen werden. Die Datenübertragungsrate beträgt 806 K Byte/s. Bemerkenswert ist jedoch auch der Leistungsverbrauch, der mit 2,5 kVA je Wechselplattenspeicher und etwa 3 kVA für das Steuersystem höher ist als der der Zentraleinheit EC 2655 von Robotron.

VR Polen

Im vergangenen Jahr berichteten wir an dieser Stelle darüber, daß die ersten Rechner des Einheitlichen Systems der Kleinrechner (SKR) durch die Sowjetunion dem internationalen Publikum vorgestellt wurden. In diesem Jahr nun konnten wir uns davon überzeugen, daß weitere Länder auf diesem Gebiet Fortschritte erzielt haben, so z. B. die VR Polen, die den **Kleinrechner MERA SM 3** ausstellte. Es handelt sich um einen 16-Bit-Rechner, über dessen Einheitsbus eine Vielzahl peripherer Geräte anschließbar ist (die wesentlichen Peripheriebestandteile der SKR-Rechner wurden bereits im Zusammenhang mit dem K 1600 genannt). Charakteristisch ist hier die standardisierte Gefäßkonstruktion auf der Basis von 19-Zoll-Einschüben, die unseres Wissens erstmals von der Firma Digital Equipment auf dem Sektor der Rechentechnik eingeführt wurde.

SR Rumänien

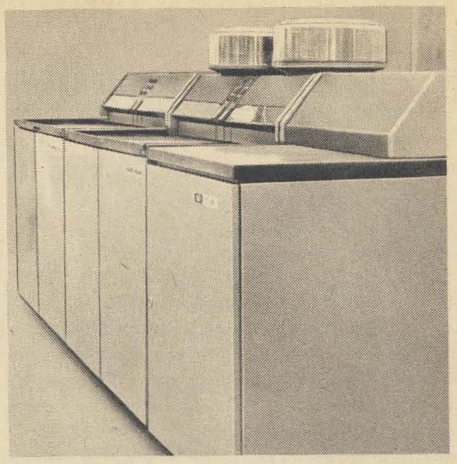
An die Rechner der PDP-11-Familie erinnerte äußerlich sehr stark der universelle **Kleinrechner Coral 4001**. Wie in Erfahrung zu bringen war, besteht auch Software-Kompatibilität zu diesem Rechnertyp.

Kleinrechner Coral 4001, SR Rumänien

VR Bulgarien

Konsequent setzte die VR Bulgarien ihre Spezialisierung auf dem Gebiet der Magnetplattenspeicher fort. Sie stellte auf der LFM das kleinste und das größte Exponat dieser Erzeugnislinie aus. Ersteres ist ein **Mini-Folienspeicher** für Disketten von 133 mm × 133 mm. Seine Kapazität beträgt 109,4 K Byte, seine Informationsübertragungsgeschwindigkeit 250 K Byte/s, Masse 2,0 kg. Das größte Exponat wird durch das im ESER derzeit leistungsfähigste **Wechselplattenspeichersystem EC 5566/EC 5066** bzw. **EC 5567/EC 5067** präsentiert. Seine Hauptparameter sind in der Tafel zusammengefaßt.

Abschließend sei das **Datenerfassungssystem EC 9003** der VRB erwähnt, das bis zu 16 Arbeitsplätze mit Tastatur und Bildschirm enthält. Gesteuert wird es durch den Kleinrechner ISOT 0310, an den weitere periphere Geräte wie die Mini-Magnetplatte und der leistungsfähige VRP-Seriendrucker DSM 180 angeschlossen sind.



Wechselplattenspeichersystem EC 5567/EC 5067, VR Bulgarien

Die Kombination von ESER- und SKR-Technik zu leistungsfähigen Systemlösungen wird hier am Beispiel der Datenerfassung demonstriert.

D. Henkel

Parameter der WPS EC 5566/EC 5066 und EC 5567/EC 5067, VR Bulgarien

	EC 5566/EC 5066	EC 5567/EC 5067
Speicherkapazität/WPS	100 M Byte	400 M Byte
Speicherkapazität/Spindel	100 M Byte	200 M Byte
Zahl der Spindeln/WPS	1	2
max. Anzahl Spindeln/GSS	8	16
max. Kapazität/GSS	800 M Byte	6 400 M Byte
Datenübertragungsgeschwindigkeit	806 K Byte/s	806 K Byte/s

Datenerfassungssystem EC 9003, VR Bulgarien

Fotos: Werkfotos (2), K. Schwarzer (9)

Nachrichtengeräte

Der **VEB Kombinat Nachrichtenelektronik** zeigte in Halle 15 zahlreiche geräte- und systemtechnische Lösungen, die den erzielten wissenschaftlich-technischen Fortschritt vor allem durch Einsatz der Mikroelektronik auf nachrichtentechnischem Gebiet belegen: Verbesserung des Masse-Leistungsverhältnisses, Erhöhung der Qualität und Zuverlässigkeit, Steigerung der Gebrauchseigenschaften.

Besonders hervorzuheben ist die Demonstration eines **Lichtleiter-Nachrichtenübertragungssystems.** Der Lichtleitertrakt ist für die Übertragung der Sekundärfolge von 8,448 M bit/s über Lichtleiterkabel vorgesehen. Das entspricht dem vom CCITT empfohlenen Wert zur Übertragung von 120 Telefoniekanälen mit Pulskodemodulation. Kernstück des Systems ist ein siebenadriges Lichtleiterkabel. Die verwendeten Quarz-Lichtleiter haben einen Durchmesser von etwa 0,13 mm und eine Dämpfung unter 6 dB/km. Zum Schutz gegen Zug-, Schlag- und Biegebelastungen sind sie mit Plastmänteln versehen und zusammen mit einem Stahlseil als Zugentlastungselement zu einem Lichtleiterkabel verarbeitet worden. Das System arbeitet in einer Richtung, wobei sämtliche Sende-, Empfangs- und Zwischenverstärkereinrichtungen in einer Ortsvermittlungsstelle untergebracht sind. Durch Hintereinanderschalten von sechs der sieben Lichtleiter (der siebente dient als Reserve) und durch Einschalten von wahlweise einem oder zwei Zwischenverstärkern können auf diese Weise verschiedene Verstärkerfeldlängen ohne Zwischenverstärkung realisiert werden.

Das Verbinden der Lichtleiter erfolgt sowohl durch Spleißen in Klebetechnik als auch durch Lichtbogenschweißen. Für letzteres wurde eine spezielle Lichtleiter-Schweißeinrichtung entwickelt. Der Anschluß der Einzellichtleiter an die Übertragungsgeräte erfolgt mit koaxialen Lichtleiter-Steckverbindungen. Als Nachrichtenträger dient infrarotes Licht, das von GaAs-Lumineszenzdioden mit Lichtleiteranschluß erzeugt wird.

Die Ausgangsleistung der LED wird mit Hilfe einer im Bauelement integrierten Fotodiode über eine Regelschaltung weitgehend unabhängig von Temperatur und Alterung stabilisiert. Im Empfänger dient eine Si-Avalanche-Fotodiode als optoelektronischer Wandler. Durch eine zweistufige Regelung wird in einem weiten Pegelbereich ein annähernd optimaler Signal-Rauschabstand erreicht. Der Ausfall einzelner Baugruppen bzw. das Unterschreiten einer voreingestellten Fehlerrate wird durch Signallampen signalisiert.

Das System arbeitet mit einem speziellen, systeminternen Leitungskode. Die zur Umwandlung des international für die Übertragung von PCM-Signalen vorgeschriebenen HOB-3-Kodes in den Leitungskode und umgekehrt benötigten Kodewandler sind Bestandteile des Systems.

Neben Meßgeräten zur Bestimmung der Dämpfung und der Impulsdispersion des Lichtleiterkabels sowie zur Ortung von Kabelfehlern steht ein Meßkomplex zur Erfassung und Registrierung aller zur Bewertung des Systems erforderlichen Meßdaten und von Umweltbedingungen zur Verfügung.

Eingangsbitrate	8,448 M bit/s
Bitrate des Leitungssignals	16,896 M bit/s
überbrückbare Leitungsdämpfung	40 dB
Bitfehlerrate	10^{-9}
Senderausgangswellenlänge	880 nm.

Das **UHF-VHF-Radiotelefoniesystem** vom **VEB Fernmeldewerk Leipzig** und vom **VEB Funkwerk Köpenick** dient zur drahtlosen Heranführung von Telefonanschlüssen an Telefonzentralen. Das System besitzt eine große Anpassungsfähigkeit an verschiedene Bedingungen der Teilnehmer und der Funkdichte und wurde für verschiedene Übertragungsverfahren und -medien projektiert: NF-Übertragung über Niederfrequenzkabel, Trägerfrequenzübertragung über Kabel oder Freileitungen und Trägerfrequenzübertragung über Schmalbandrichtfunk.

Das Radiotelefoniesystem besteht aus der Teilnehmer-Funkeinrichtung URS, der Basis-Funkeinrichtung URB, der Überleiteinrichtung URT und der Relais-Funkeinrichtung URR. Diese Einrichtungen werden entsprechend den Gegebenheiten durch Antennenanlagen und eine Übertragungseinrichtung zwischen der Basis-Funkeinrichtung und der Überleiteinrichtung ergänzt. Die Teilnehmer-Funkeinrichtung URS ist dem Teilnehmer zugeordnet und enthält dessen Duplex-Sende-Empfangsgerät mit der teilnehmerseitigen Anschlußtechnik und der Stromversorgung. Die Basis-Funkeinrichtung URB ist als unbemannte Station der Telefonzentrale zugeordnet und enthält die amtsseitige Duplex-Funktechnik mit den Anschlußgeräten und der Stromversorgung.

Die Überleiteinrichtung URT befindet sich am Ort der Telefonzentrale. Sie dient zur signalmäßigen Anpassung der Funkverbindung an die Bedingungen der Teilnehmeranschlüsse der Telefonzentrale. Hierzu enthält die URT die Anschluß- und Zuordnungstechnik zu den Funkgeräten der Basis-Funkeinrichtung und zur Telefonzentrale sowie die erforderliche Stromversorgung.

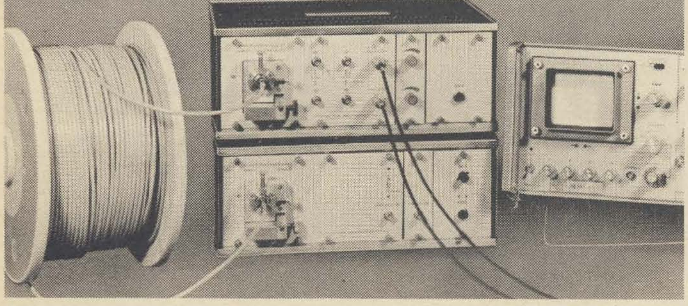
Die Relais-Funkeinrichtung URR wird eingesetzt, wenn zwischen Teilnehmer-Funkeinrichtung und Basis-Funkeinrichtung keine direkte Funkverbindung erzielt werden kann. Der Modulaufbau des Systems ermöglicht bei der Standardausführung bis zu 60 Teilnehmerzahlen.

Die Funkübertragung erfolgt in beiden Richtungen getrennt in einem Duplexkanal. Hierbei werden alle Funktionen durch geeignete Mittel richtungsabhängig in Signale im tonfrequenten Übertragungsbereich der Funkgeräte umgewandelt und rückgewandelt.

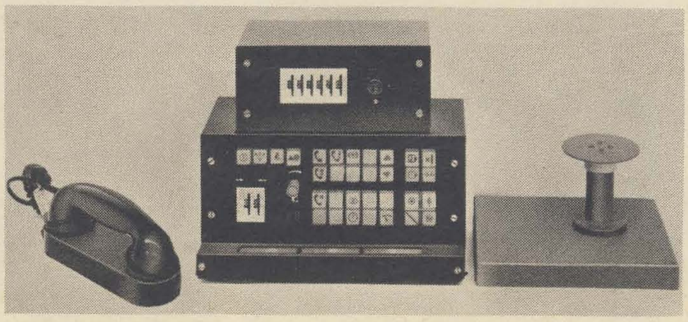
Mit Rücksicht auf einen ökonomischen Energieverbrauch sendet die Basis-Funkeinrichtung nur während der Gespräche und des Verbindungsaufbaus auf den besetzten Kanälen. Alle Funkgeräte der freien Kanäle sind empfangsbereit. Sämtliche freien Teilnehmer-Funkeinrichtungen tasten zyklisch alle Kanäle ab und suchen das Vermittlungszeichen.

Technische Daten

Sendeart	P 3
Kanalabstand	25 kHz
Kanalzahl	wahlweise 2; 4 oder 8 innerhalb 1,1 MHz
Frequenzbereich wahlweise	...87,5 MHz S/E-Abstand 4,5 MHz 146...174 MHz S/E-Abstand 4,5 MHz 408...420 MHz S/E-Abstand 10 MHz 440...470 MHz S/E-Abstand 10 MHz
Sendeleistung wahlweise	10 W, 20 W, 2 W
Nachbarkanalselektion	85 dB
Interkanalmodulation	75 dB
unerwünschtes Ansprechen	85 dB



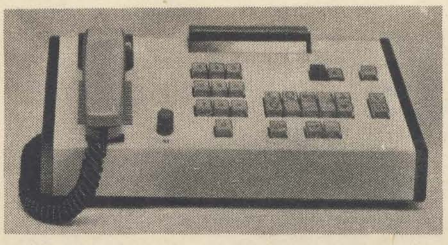
Gerät zur Messung der Impulsdispersion an Lichtleitern, Institut für Nachrichtentechnik Berlin



Zugfunksystem – Sende- und Empfangsgerät UDS 778 mit Antenne (rechts), VEB Funkwerk Köpenick

NF-Übertragungsbereich	300...3 400 Hz

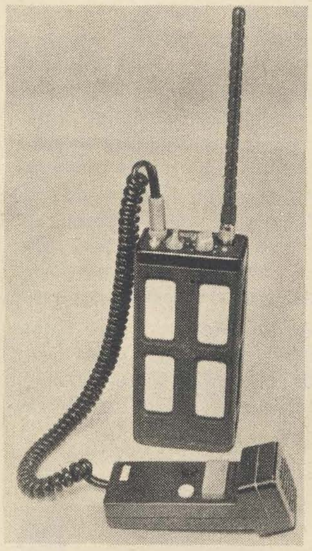
Vom VEB Funkwerk Köpenick kommt ein neues **Zugfunksystem,** das neben den üblichen Funksprechverbindungen mit und ohne Selektivruf, einschließlich vorrangiger Notrufe, die Übertragung kodierter Aufträge und Meldungen ermöglicht.
Das Zugfunksystem sieht die Ausrüstung der Triebfahrzeuge mit UKW-Funkeinrichtungen MESA vor, die mit einer oder zwei Bedieneinrichtungen versehen werden können. Diese Einrichtungen bestehen aus Bedienteilen mit Elementen zur Anzeige des Betriebszustandes, zur Eingabe und Anzeige von kodierten Meldungen und Aufträgen, einschließlich der Notruf-Leucht-Drucktaste, sowie zur Eingabe und Anzeige des Zieles und der Herkunft der Informationen. Das Sende-Empfangsgerät UDS 778 mit der Duplex-Weiche ist einem Anschlußgerät zugeordnet, das auch die elektronischen Einrichtungen und die Stromversorgung beinhaltet. Die Antenne ist ein verkürzter Halbdipol mit Schnellspannverschluß zur Montage auf dem Triebfahrzeugdach.



Zugfunksystem – erweiterte Fahrdienstleitzentrale FADA, VEB Funkwerk Köpenick

Entlang der Strecke werden im Abstand von 5...15 km unbemannte feste Funkstellen FESA verteilt, die über Vierdraht-Fernsprechleitungen in Kette geschaltet mit einer zentralen Überwachung ZÜV und über Zwei- oder Vierdrahleitung mit je bis zu neun Fahrdienstleiteranlagen FADA auf den Unterwegsbahnhöfen verbunden sind. Die stationären Einrichtungen ZÜV und FADA bestehen jeweils aus den Bedienpulten und den Anschlußgeräten mit den elektronischen Einrichtungen und der Stromversorgung. Die Bedienpulte enthalten alle Elemente für Eingabe und Anzeige der Informationen von und zu den Triebfahrzeugen MESA.
Das Zugfunksystem arbeitet im 0,7-m-Band bei einer Sender-Nennleistung von $\geq$ 6 W. Es verfügt über automatische Kanalwahl innerhalb des Streckenabschnittes. Die Betriebsart ist Duplex, umschaltbar auf Ein- und Zweifrequenz-Simplex.
Neuentwicklungen auf dem Gebiet der Verkehrsfunktechnik, die auf dem UKW-System U 700 aufbauen, sind weiterhin das **UKW-Sende-Empfangsgerät UFT 771** und der **UKW-Empfängerdiversity-Auswerter UED 650.**
Das UFT 771 ist das erste tragbare Sende-Empfangsgerät im 0,7-m-Band für den zweiseitigen Funksprechverkehr in den Betriebsarten Ein- oder Zweifrequenz-Simplex. Die Stromversorgung erfolgt aus einer nachladbaren NC-Batterie, die bei stationärem Einsatz des UFT 771 in Verbindung mit dem Netzgerät UNW 71 A3 gepuffert werden kann.

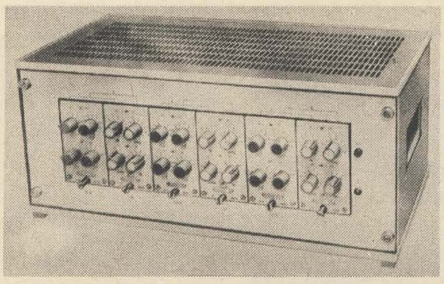
Das UFT 771 wird mit dem abgesetzten Bedienteil UBT 70.1 betrieben, der auch die Aussendung von zwei Eintonruffrequenzen sowie die Ein- und Ausschaltung der Rauschsperre ermöglicht. Anstelle dieses Bedienteiles können auch das Sprechgeschirr UML 70 oder das Handmikrofon UML 71 des UKW-Systems 700 verwendet werden.
Die elektrische Schaltung, die vorwiegend in Hybridtechnik realisiert wurde, ist in zwei Ebenen angeordnet, von denen eine zu Servicezwecken schwenkbar ist. Für Sender und Empfänger wird je Kanal nur ein Quarz benötigt. Die Sende-Empfangsumschaltung erfolgt elektronisch. Der Strom der Senderendstufe und die Modulationsaussteuerung sind geregelt. Der Empfänger enthält eine abschaltbare Rauschsperre und eine verzögert einsetzende Stromsparschaltung.



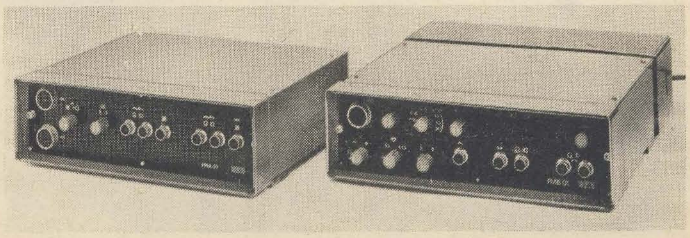
Sende-Empfangsgerät UFT 771, VEB Funkwerk Köpenick

Technische Daten

Frequenzbereich	440...470 MHz
Kanalabstand	25 kHz
Kanalzahl	12
Schaltbandbreite	1 MHz
Modulationsart	F 3
Frequenzstabilität	$\pm$ 2,5 kHz
Masse	0,7 kg
HF-Ausgangsleistung	0,5 W an 50 Ω
Empfängerempfindlichkeit	$\leq$ 0,7 μV



Leitungsentzerrer ULE 65 des Empfänger-Diversityauswerters UED 650, VEB Funkwerk Köpenick



Fernmodulations-Bediengerät FMB 01 zur Erweiterung der Sende-Empfangsanlage SEG 100 D, VEB Funkwerk Köpenick

Der **UKW-Empfängerdiversity-Auswerter UED 650** besteht aus dem Leitungsentzerrer ULE 65 und dem Leitungsauswerter ULA 65. Mit ihm lassen sich bis zu sechs abgesetzte UKW-Empfänger über Postleitungen so zusammenschalten, daß jeweils das Signal mit der größten Amplitude verzögerungsfrei durchgeschaltet wird.
Der UED 650 wurde speziell für den direkten Anschluß an eine Sende-Empfangsstation UFZ 650 entwickelt, ist aber universell ausgelegt, so daß der Anschluß von beliebigen Sende-Empfangsgeräten, Tonbandgeräten und Überwachungslautsprechern möglich ist. Besonders vorteilhaft ist der Einsatz des UED 650 in Verbindung mit Handfunkgeräten. Dabei kann der Funkbereich der Handfunktechnik in Verbindung mit Relaisstationen erheblich vergrößert werden.
Zur Erweiterung der Einsatzmöglichkeiten der 100-W-Sende-Empfangsanlage SEG 100 D wurden eine **Fernmodulationseinrichtung** und ein **Fernschreibzusatz** entwickelt. Die Fernmodulationseinrichtung besteht aus dem Fernmodulationsbediengerät FMB 01 und dem Fernmodulationsanschlußgerät FMA 01. Das Fernmodulationsbediengerät ermöglicht den einfachen Aufbau eines Funkerarbeitsplatzes für den kommerziellen Kurzwellenfunk. Es gestattet den Anschluß von Endgeräten für Telefonie, Telegrafie und Fernschreiben. Das FMB 01 liefert an getrennte Leitungsausgänge Telefonie- und Telegrafiesignale für das Fernmodulationsanschlußgerät FMA 01. Außerdem besitzt es Eingänge für den Anschluß eines Empfängers. Das FMA 01 dient zum Empfang und zur Umformung der vom FMB 01 über Leitungen ankommenden Telefonie- und Telegrafiesignale und gewährleistet den Anschluß an die Ortseingänge für Endgeräte des SEG 100 D.
Der Fernschreibzusatz FZ 100 verbessert die Betriebsabwicklung bei Fernschreiben im Einband-Simplexbetrieb. Zusätzlich kann ein Lochstreifensender angeschlossen werden.
Der **VEB Meßgerätewerk Zwönitz** stellte aus der Fernschreiber-Gerätefamilie F 1000 den neuen elektronischen **Sende-Empfangsfernschreiber F 1101** vor. Dieser Blattfernschreiber mit Rasterdrucker arbeitet mit umschaltbarer Telegrafiegeschwindigkeit von 50; 75 und 100 Bd.
Der Fernschreiber gestattet den Informationsaustausch in Telex- oder Gentexnetzen sowie in Sondernetzen im Zwei- oder Vierdrahtbetrieb. Er besteht in der Maximalausrüstung aus den drei Baueinheiten Grundgerät, Tastatur und Lochbandgerät. Im Grundgerät sind die Baueinheiten Stromversorgung, Elektronikteil und Druckwerk enthalten. Die Stromversorgung wurde

Sende-Empfangsfernschreiber F 1101, VEB Meßgerätewerk Zwönitz
Werkfotos (7)

in Bereitschafts- und Betriebsnetzteil geteilt. Dadurch wurde es möglich, die Leistungsaufnahme für die Zeit der Anrufbereitschaft auf ein Minimum von 15 W zu reduzieren. Bei Tastatursendung mit einer Telegrafiergeschwindigkeit von 100 Bd beträgt die Leistungsaufnahme etwa 130 W.

Die Tastatur ist eine selbständige elektronische Baugruppe. Sie ist schreibmaschinentypisch.

Der F 1101 besitzt einen 16-Zeichen-Tastaturspeicher. Beim Schreiben im Übertragungsbetrieb mit 400 Zeichen je Minute wird damit ein flüssiges Schreiben möglich. Sollte der Pufferspeicher überschrieben werden, wird automatisch die Tastatur elektronisch gesperrt und die Sperrung optisch angezeigt.

Weiterhin verfügen die Fernschreiber über eine sendeseitige Wagenrücklauf-Zeilenvorschubautomatik. Das Schreiben über das Zeilenende ist möglich, da das siebzigste vorschubbildende Zeichen eine automatische sendeseitige Einblendung der Steuerfunktion „Wagenrücklauf/Zeile/Wagenrücklauf" auslöst. Damit tritt kein Informationsverlust auf der Gegenseite ein. Ein einstellbarer Bereich für Zeilenende am Druckwerk ermöglicht wortgerechte Trennung, indem nach einem Zeichen „Zwischenraum" automatisch „Wagenrücklauf/Zeile/Wagenrücklauf" eingeblendet wird.

Zur Bedienungserleichterung wurde zusätzlich zur Automatik eine Taste „Neue Zeile" mit der Funktion „Wagenrücklauf/Zeile/Wagenrücklauf" vorgesehen. Außerdem sind Sichtbarkeitsautomatik und Betriebsbereitschaftsanzeige vorhanden.

Einige technische Daten

Schreibgeschwindigkeit	800; 600; 400 Zeichen/min
Antrieb	Schrittmotoren
Anlaufzeit	$\leqq$ 1 s
Registerzahl	2 oder 3
Druckprinzip	Spaltenrasterdruck
Lochbandeinheit	Leser und Stanzer
Leseprinzip	optoelektronische Abtastung
Abmessungen in mm (mit Lochbandgerät)	235 $\times$ 540 $\times$ 550
Masse (mit Lochbandgerät)	etwa 30 kg.

Der **VEB Studiotechnik Berlin** stellte den **Fernbildschreiber FB 3010** für die angewandte und die Röntgenfernsehtechnik vor. Er ist mit einer 50-cm-Bildwiedergaberöhre bestückt, volltransistorisiert und teilweise mit IS aufgebaut.

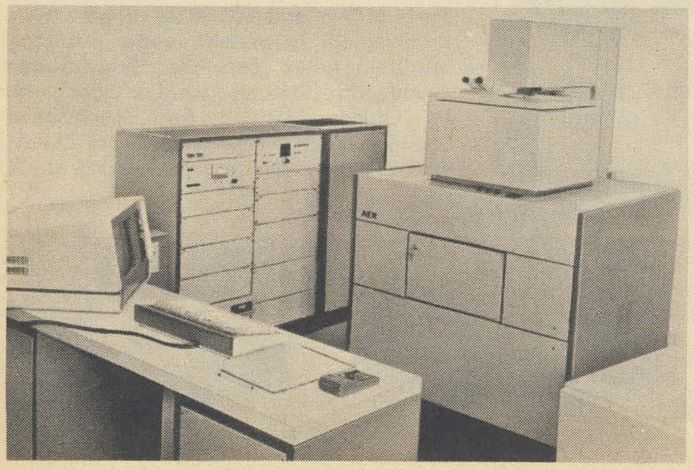
Zusätzlich zu den beim Vorläufertyp FB 8 realisierten Funktionen – Kabellängenkompensation und Fernbedienung von Kontrast und Helligkeit – ermöglicht der Fernbildschreiber FB 3010 den wahlweisen Betrieb mit BAS- und BA/S-Signalen. Eine weitere Gebrauchswertsteigerung wurde durch die Ausführung des Netzübertragers als Trenntransformator erzielt. Die somit mögliche Trennung der Betriebserde des FB 3010 vom Schutzleiter schließt durch unterschiedliche Erdpotentiale von Kamera und Fernbildschreiber bedingte Bildstörungen aus.

M. Tank

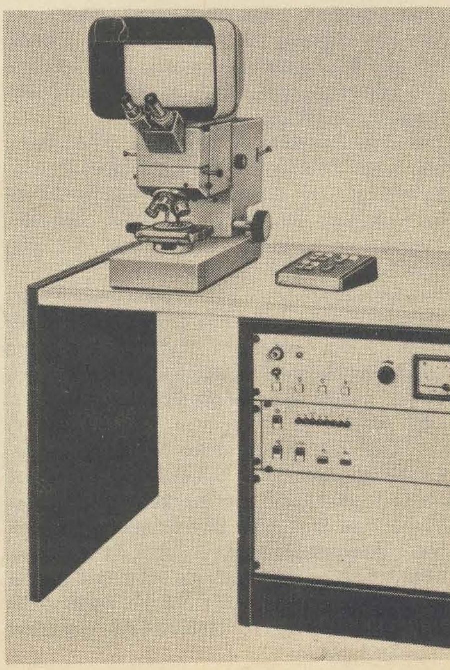
Technologische Ausrüstungen

DDR

Der **VEB Carl Zeiss JENA** stellte weitere Einrichtungen für die Mikrolithografie vor, die bei der Herstellung von VLSI-Schaltungen benötigt werden. Für die Belange der Halbleitertechnik bis zum Ende der achtziger Jahre wurde der **automatische Einfachrepeater AER** konzipiert. Seine Steuerung und Funktionskontrolle erfolgen durch einen freiprogrammierbaren Mikrorechner, dadurch ist eine hohe Flexibilität des AER möglich. Als Maßverkörperung dient ein Laserwegmeßsystem mit einer Auflösung von $\lambda/16$, Umwelteinflüsse werden korrigiert. Zu diesem Zweck ist der AER mit einer Feintemperierung seines Innenraumes versehen. Der Positionierbereich in x- und y-Richtung beträgt jeweils 153 mm, damit ist es möglich, 6-Zoll-Wafer zu bearbeiten. Der metrologische Fehler der Positionierung beträgt max. 500 nm/150 mm, bezogen auf 20 °C, die Reproduzierbarkeit der Positionierung beträgt max. $\pm$ 100 nm. Kleinste meßbare Strukturbreite 1 μm/2 μm. Die Fokussierung erfolgt automatisch. Fokussierfehler $\leqq \pm$ 200 nm, Fokussierbereich 40 μm. We-



Automatischer Einfachrepeater AER, VEB Carl Zeiss JENA



Projektionsmikroskop E, VEB Carl Zeiss JENA
Werkfotos (2) ▶

gen der sehr engen Toleranzen für Verzeichnung, Reticlegenauigkeit (Reticlewechsel-Fehler ± 50 nm, bildseitig, für Objektiv 1:10) und Rechtwinkligkeit zwischen x- und y-Koordinaten ist es möglich, mit dem AER auch CCD-Matrizen, Magnetblasenspeicher, Superchips u. a. zu bearbeiten.

Eine Weiterentwicklung der **Elektronenstrahl-Belichtungsanlage** ZBA 10 ist die **ZBA 10/1.** Sie unterscheidet sich von ihrer Vorgängerin vor allem durch eine um etwa das Vierfache erhöhte Arbeitsproduktivität. Durch Verbesserungen an den Datenübertragungsstrecken und durch Senkung von Hilfszeiten war das möglich. Weiterhin ist es jetzt möglich, mit den üblichen Justiermasken (flache Stufen, Gräben, V-Marken, Schwermetallmarken) zu arbeiten.

Der optischen Kontrolle der Strukturen integrierter Schaltungen (z. B. mit dem automatischen Vielfachsondentaster in der Zwischenprüfung) dient das **Projektionsmikroskop E**. Mit ihm wird besonders der die Chips oder Wafer prüfende Mensch wesentlich entlastet.

Das **Strukturbreitenmeßgerät BMG-160** ermöglicht der Halbleiterindustrie eine meßtechnische Bewertung von Schablonen und Halbleiterscheiben. Es ist auf der Basis von Grundbaugruppen des Projektionsmikroskops E aufgebaut. Das Strukturbreitenmeßgerät arbeitet nach dem Prinzip, daß die Kanten der auszumessenden Struktur durch ein Schwingspiegelsystem optisch abgetastet werden. Beim Kantenübergang wird ein elektrisches Signal von einem elektrooptischen System erzeugt. Gleichzeitig wird die Zeit zwischen den zwei Kantendurchläufen der zu bestimmenden Struktur gemessen, so daß sie zum Maß der Strukturbreite wird. Meßbereich 1...99 μm, Reproduzierbarkeit ± 0,1 μm, Abmessungen der zu vermessenden Objekte 2,5″ × 2,5″ bis 7″ × 7″ (bei Schablonen) bzw. 50...153 mm Durchmesser (bei Substratscheiben).

Sowjetunion

Beim **Laser ЛТИ-502**, den das Außenhandelsunternehmen **Techmashexport** vorstellte, handelt es sich um einen YAG-Neodym-Laser. Er dient vorwiegend zum Ritzen von Substratscheiben, zum Widerstandsabgleich, der exakten Maßbearbeitung und der Vakuumzerstäubung von Stoffen. Er ist auch für Laserübertragungssysteme geeignet. Er kann in Einmodenbetrieb und im Impulsbetrieb mit Modulation der Güte durch ein akustooptisches Tor bei kontinuierlicher Anregung arbeiten. Die Anlage besteht aus den Teilen für den Strahler, der Zündung und der Stromversorgung mit eingebautem Kühlblock. Strahlungswellenlänge 1,06 μm, Strahlungsleistung 16 W (Einmodenbetrieb) bzw. 30 W (Mehrmodenbetrieb), Strahlungsimpulsfolgefrequenz 5 bis 50 kHz, mittlere störungsfreie Betriebszeit MTBF = 200 h.

W. E. Schlegel

Sensoren für die Mikroelektronik

Dipl.-Ing. ERHARD SCHOPPNIES

Das schnelle Vordringen der Mikroelektronik ist letzten Endes auf die ständige Verbesserung des Leistungs-Kostenverhältnisses elektronischer Bauelementestrukturen zurückzuführen. Die weitere Entwicklung wird davon abhängen, wie es gelingt, die peripheren Bestandteile hochintegrierter mikroelektronischer Systeme, z. B. Sensoren, technisch und ökonomisch dieser Tendenz anzupassen.

Anwendung von Sensoren

Als Sensoren werden Bauelemente oder Bausteine bezeichnet, die nichtelektrische physikalische und chemische Größen in elektrische Signale umwandeln und damit eine Datenauswertung ermöglichen. Sie sind unmittelbar an die Umwelt gekoppelt.

Die wichtigsten zu erfassenden Größen sind Temperatur, Druck, Position, Lage, Bewegung, Länge und Abstand, Durchfluß, Volumen, Masse, Dichte, Feuchte, pH-Wert, Schichtdicke, Stückzahl (Zählgröße), Füllstand, Kraft, Moment, Viskosität, Stoffzusammensetzung, Winkel, -geschwindigkeit, Drehzahl, Strahlung, elektrische oder magnetische Felder.

Bild 1 zeigt den Signalweg zwischen Umwelt und Auswertung in einem Meß-, Steuer- und Regelungssystem.

Häufige elektrische Abbildungsgrößen sind Spannung, Strom, Frequenz, Widerstand, Impulszahl, Zeit, Kapazität und Induktivität.

Die Bauformen von Sensoren sind sehr unterschiedlich. Grundsätzlich kann man zwischen diskreten und integrierten Sensorelementen unterscheiden.

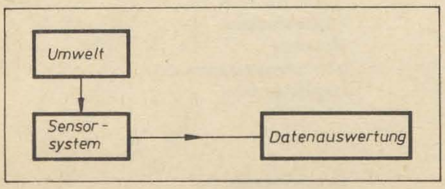


Bild 1: Meß-, Steuer- und Regelungssystem

Ein Sensorsystem setzt sich normalerweise aus einem primären Sensor und einer Signalverarbeitungselektronik zusammen. Langfristig ist abzusehen, daß ein immer größerer Teil der Signalverarbeitung in den Sensorbaustein integriert wird. Durch die weitere Integration zum Ein-Chip-Sensor werden sich die scharfen Grenzen von Sensor, Wandler, Signalverstärker und Rechner verwischen (Bild 2).

In der Fertigungstechnik kommen im wesentlichen visuelle, taktile und auditive Sensoren zum Einsatz.

Visuelle Sensoren sind Meßwertaufnehmer, die räumliche Gegebenheiten schnell und berührungslos erfassen. Dazu gehören sowohl einfach oder mehrfach angeordnete Fotodioden oder Fototransistoren als auch hochauflösende Fotodiodenzellen und Bildaufnahmekameras, die zweidimensionale Bildmuster in rascher Folge in elektrische Signalmuster umwandeln können.

Taktile Sensoren liefern Informationen über Formen oder Kräfteverteilungen. Die Ordnung dieser Daten spielt besonders bei der Automatisierung von Montageprozessen eine wichtige Rolle.

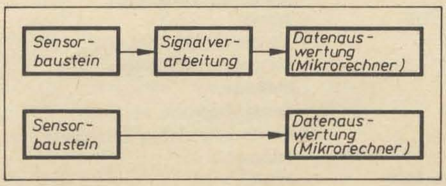


Bild 2: Integrationsprozeß der Sensorfunktion

Auditive Sensoren sind z. B. Mikrofone. Schallinformationen werden in Signalmuster umgewandelt, deren Auswertung zur Beurteilung von Produkten dient.

Sensoren mit integrierter logischer oder arithmetischer Signalverarbeitung werden auch als „intelligente" Sensoren bezeichnet.

Herstellungsvarianten für Sensoren

Von der Mikroelektronik werden an Sensoren die Forderungen nach einem elektrischen und möglichst linearen Ausgangssignal sowie nach kostengünstiger Massenherstellbarkeit und Robustheit gestellt. Bei der Herstellung geht man gegenwärtig von bekannten physikalischen und chemischen Effekten in bewährten Technologien aus.

Silizium-Technologie

In Sensoren auf der Grundlage der Silizium-Technologie werden zur Druck- und Temperaturmessung Widerstandseffekte ausgenutzt. Ausgangspunkt für Silizium-Membran-Sensoren und Silizium-Biege-Sensoren sind auf eine Dicke von 10 μm und 100 μm geätzte Si-Plättchen. Durch den einwirkenden Druck wird eine Wheatstonesche Brücke verstimmt, so daß das Ausgangssignal direkt proportional dem Druck ist und je nach Empfindlichkeit bis zu 100 mV betragen kann. Derartige Drucksensoren können in der Si-Planartechnologie mit der nachfolgenden Elektronik integriert werden, so daß die Daten direkt von einem Mikroprozessor ausgewertet werden können.

Für Temperatursensoren wird ein etwa

0,35 mm² großes Plättchen von etwa 200 µm Dicke verwendet, das mit einer Oxidschicht versehen ist. In die Oxidschicht wird ein kleines Loch geätzt und kontaktiert. Der Widerstand, gemessen gegen die Unterseite, ist nur noch vom Lochdurchmesser und der Temperatur des Plättchens abhängig. Bei diesem weitgehend linearen Temperatursensor wird die Abhängigkeit der Leitfähigkeit des Kristalls von der Temperatur ausgenutzt.

Leistungsfähige Temperatursensoren sind NTC- und PTC-Widerstände.

Zur Strömungs- -und Durchflutungsmessung wird auf dem Kristallplättchen ein Widerstandsnetzwerk integriert, das teilweise geheizt wird. Aus der Abkühlung erhält man eine Maßangabe für die Menge des strömenden Gases oder der Flüssigkeit.

Sintertechnologie

Die Sintertechnologie findet schon seit langem Anwendung bei Heiß- und Kaltleitern. Der Temperaturbereich für diese Bauelemente liegt zwischen 500 °C und 1 000 °C. Als Beispiel sei α-Fe_2O_3 genannt. Das aus Eisenoxidpulver mit einer Korngröße von 0,05...0,2 µm zusammengesinterte Sensorelement enthält viele sehr kleine Poren und ist sehr gasempfindlich. Ringsherum ist es von einem Heizkörper umgeben, der es im Betrieb auf eine Temperatur von 450 °C aufheizt. Dringt ein brennbares Gas, z. B. Wasserstoff, Methan oder Propan, in die Poren ein, so wird das Eisenoxid an der Oberfläche zu Fe_3O_4 reduziert. Bei diesem Vorgang sinkt der Widerstand des Elementes stark ab. Die Ansprechzeit liegt etwas unter 10 s.

Folientechnologie

Bei der Folientechnologie werden die verschiedenen physikalischen und chemischen Eigenschaften von organischen dünnen Folien ausgenutzt. Zur Messung und Regelung der Luftfeuchte wurde ein spezieller Feuchtesensor entwickelt. In einem Kunststoffgehäuse (Kondensator) mit feuchtedurchlässigen Elektroden ist eine Kunststoffolie (Dielektrikum) montiert, wobei sich in Abhängigkeit von der relativen Luftfeuchte der Kapazitätswert ändert.

Sonstige Sensoren

Aus halbleitenden Metalloxiden wie Zinnoxid oder Zinkoxid werden bereits Gassensoren gefertigt, die bei erhöhter Temperatur mit einer Widerstandsänderung auf entzündbare Gase in Luft, z. B. Kohlenmonoxid, Methan, Benzol und Äthanol, reagieren.

Die Erfassung weiterer Größen wie z. B. Magnetfelder, Positionen, Schall und optische Strahlung erfolgt mit Hilfe der $A^{III}B^{V}$-Halbleitertechnologie. Dazu gehören auch die magnetfeldabhängigen Hall-Sensoren und Feldplatten.

Auf der Basis optoelektronischer Bauelemente lassen sich Sensoren realisieren, die die Position bewegter Körper erfassen.

Zur berührungslosen Temperaturmessung ist eine zweischichtige Anordnung aus einer pyroelektrischen Lithiumtantalat-Kristallstruktur anwendbar.

Auf der Grundlage mikroelektronischer Technologien werden MIS-Dioden bzw. MOS-Feldeffekttransistor-Strukturen zu integrierten Sensoren für Ionenkonzentrationsmessungen abgewandelt (Bild 3).

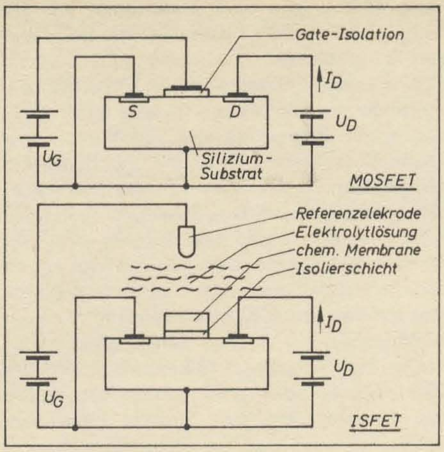


Bild 3: MOSFET- und ISFET-Strukturen

Wegen ihres hohen Eingangswiderstandes werden Feldeffekttransistoren häufig als Meßwertaufnehmer für physiologische Daten verwendet. Ein für diesen Zweck weiterentwickelter MOSFET trägt die Bezeichnung ISFET (ion sensitive field effect transistor). Die Metallauflage am Gate wird von einer chemischen Membran ersetzt. Zur Vergrößerung der Selektivität wird vielfach die dünne SiO_2Schicht mit einer organischen oder anorganischen Membran umgeben. Diese Bauelementestruktur wird auch als CHEMFET bezeichnet.

Der Gate-Bereich wird bei der Messung in die zu messende Lösung eingetaucht, die auf Referenzpotential gelegt wird. Da die Membran sehr dünn und die Gatefläche sehr klein sind, lassen sich mit dieser Anordnung bei Änderung der Ionenkonzentration besonders schnell Messungen durchführen. Die weitere Signalverarbeitung kann auf demselben Chip erfolgen. Mehrere ISFETs mit unterschiedlicher Ionenempfindlichkeit können in einem Baustein zusammengefaßt werden.

Zur Gruppe der gasempfindlichen MOSFETs gehören Feldeffekttransistoren mit Palladium als Gatemetall, die besonders für Wasserstoff empfindlich sind.

Chemische und elektrochemische Sensoren, z. B. Feuchtigkeitssensoren, basieren meistens auf Dünn- bzw. Dickschichttechnologien. Die Wirkungsweise beruht dabei auf dem Prinzip: Änderung der elektrischen Leitfähigkeit bzw. des Widerstandes und der Kapazität der Schicht durch das zu messende Medium. Beispielsweise kann der Kohlenoxidgehalt in verschiedenen Gateatmosphären recht genau über die Änderung der Leitfähigkeit von Titandioxid-Materialien bestimmt werden.

Die Bedürfnisse der Energieeinsparung und des Umweltschutzes erfordern zukünftig Sensoren mit neuartigen Wirkprinzipien und Technologien. Organische Halbleiter besitzen eine reversible Druckabhängigkeit, jedoch sind noch Probleme der Temperaturstabilität zu lösen. Ultraschall und Mikrowellen bieten sich als Bewegungs- und Positionsmelder an.

Zum Erfassen und Fernsteuern von Bewegungszuständen eröffnen sich mit der Infrarottechnik neue Möglichkeiten.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß sich die technische Entwicklung auf dem Gebiet der Sensoren noch in einem relativ frühen Stadium befindet.

Gegenwärtige und zukünftige Anwendungen von Sensoren

Die Messung nichtelektrischer Größen ohne sehr aufwendige chemische und physikalische Apparaturen ist auf vielen Gebieten der Industrie, Medizin und des Umweltschutzes von großer Bedeutung. Gebraucht werden billige, schnell austauschbare und handliche Sensoren mit ausreichender Selektivität, Empfindlichkeit und Lebensdauer.

Sensoren nehmen im Bereich elektronischer Anwendungen eine Schlüsselrolle ein. Zum Einsatz hochintegrierter Schaltungen sind integrierte Sensoren mit hoher Zuverlässigkeit und Stückzahl bei niedrigen Kosten erforderlich.

In der Fertigungstechnik finden Sensoren gegenwärtig die in der Tafel dargestellten Anwendungsgebiete.

Eine breite Anwendung von Sensoren wird in naher Zukunft in der Kraftfahrzeugelektronik erwartet. Eine Vielzahl von Meßdaten zur Erhöhung der Umweltfreundlichkeit, Senkung des Benzinverbrauches und Herabsetzung der Unfallziffern müssen von Sensoren erfaßt werden.

In der Haushaltselektronik benötigt man Positionssensoren zur Schmutzverriegelung, Drucksensoren für Waagen und Staubsauger sowie Füllstands-, Druckfluß- und Konzentrationssensoren für Waschmaschinen und Geschirrspüler. Man denkt auch an neue energie- und zeitsparende bedienungsfreundliche Konzepte, wie z. B. die Steuerung von Waschprogrammen nach dem Grad der Verschmutzung der Wäsche, die Steuerung des Spülvorganges nach dem pH-Wert der Lauge und einer spezifischen angepaßten Zusammensetzung der Waschmittel.

In der BMSR-Technik finden Positions-, Druck-, Füllstands-, Durchfluß-, Konzentrations- und Temperatursensoren für die Pro-

Sensoren in der Fertigungstechnik

Ausführungen		Anwendung
visuell	– Halbleitersensoren: punktförmig, zeilenförmig als Matrix	Lageeerkennung Beschaffenheitsprüfung Sortierung nach Größenklassen
	– Bildaufnahmeröhren	
taktil	– Taster (pneumatisch, elektrisch u. a.)	Fügeaufgaben Montage
	– Dehnungsmeßstreifen; Meßdosen (piezoelektrisch, kapazitiv)	Werkzeugüberwachung Lageerkennung
	– druckempfindliche Kunststoffe	
	– Stiftmatrix	
auditiv	Mikrofon Beschleunigungsaufnehmer	Qualitätskontrolle Justage

zeßsteuerung Verwendung. Weitere Anwendungsgebiete sind die Verkehrskontrolle und Verkehrslenkung. Beim Umweltschutz geht es um die Erfassung und Regelung von Lärm, Rauch, Gas, Feuchte, Temperatur, Staub, Nebel und Schadstoffgehalt.

Auch in der Unterhaltungs- und Freizeitelektronik ist mit dem verstärkten Einsatz von Sensoren zu rechnen.

Prognostische Marktanalysen zeigen, daß in naher Zukunft eine enorme Umsatzsteigerung bei Sensoren zu erwarten ist. Voraussetzung dazu wird sein müssen, daß die Kostenentwicklung der technologischen Lösungen für Sensoren international mit der Entwicklung bei Mikrorechnern vergleichbar wird. Erst die Kombination von Sensor und Mikrorechner entspricht den zukünftigen Forderungen der Anwender.

Literatur

[1] Schaumberg, H.: Sensoren und Aktuatoren: Es gibt noch viel zu tun. Elektronik-Zeitung 17 (1979) H. 16, S. 6

[2] Schubert, J.: Sensoren und Mikroelektronik. Elektronik-Zeitung 17 (1979) H. 16, S. 7 und 8

[3] Stürmer, G.: Zum Trend auf dem Sensorgebiet. Wissenschaftlich-technische und ökonomische Information 14 (1979) H. 165, S. 33–40

[4] Weinerth, H.: Mikroelektronik der Zukunft – eine Herausforderung an passive und elektromagnetische Bauelemente. Messen und Prüfen (1979) H. 11, S. 867–870

[5] Croset, M.: Integrated chemical sensors. Solid-State-Devices-Konferenz ESSDERC 1978. Sonderheft Révue de Phys. Appl. 13 (1978) H. 12

[6] Plihal, M.: Ein Feldeffekt-Gassensor für Wasserstoff. Siemens Forschungs- und Entwicklungsbericht 6 (1977) H. 1, S. 53–59

[7] Leistiko, O.: The selectivity and temperature characteristics of ion sensitive field effect transistors. Physica Scripta (1978) Vol. 18, S. 445 bis 450

[8] Nitta, M.; Haradome, M.: Thick-Film Co gas sensors. IEEE Transaction on Electronic Devices ED 26 (1979) H. 3, S. 247–249

Bildsensoren und taktile Sensoren für Industrieroboter

Im Zusammenhang mit modernen technologischen Fertigungsverfahren wird häufig der Begriff Industrieroboter verwendet. Unter einem Industrieroboter versteht man eine umrüstbare und somit wiederverwendbare Fertigungsanlage mit hohem Automatisierungsgrad, die monotone und gefährliche Arbeiten übernehmen kann. Aus der Sicht der internationalen Fachliteratur wird versucht, den Stand auf diesem Gebiet darzulegen.

Den Industrierobotern kommt die Aufgabe zu, Produktionsvorgänge zu steuern, die aus zyklisch wiederkehrenden Bewegungen, Haupt- und Hilfsarbeitsgängen sowie unterschiedlichen Abläufen bestehen. Zur Zeit sind weltweit etwa 30 000 Industrieroboter im Einsatz. Sie übernehmen Funktionen am Fließband, schweißen Autofahrgestelle, schneiden, bohren, trennen und spritzen, verputzen Werkstücke und beladen und entladen Fahrzeuge. Diese Roboter der ersten Generation sind noch auf ein bestimmtes Programm und seine Durchführung ausgelegt. Die Bedeutung, die Industrieroboter bereits heute einnehmen, ergibt sich aus der Tatsache, daß im Maschinenbau und in einigen anderen Industriezweigen mindestens 25 % der Arbeitsaufgaben Handhabevorrichtungen sind, die durch sie vorteilhaft und ökonomisch durchgeführt werden können.

Um den unterschiedlichen Anwendungsfällen, die u. a. Handhabungs-, Beschikkungs- und Schweißaufgaben einschließen, gerecht zu werden, wählt man eine modulartige Aufbau- bzw. Konstruktionsweise des Industrieroboters entsprechend einem Baukastensystem. Damit wird der Industrieroboter leicht umrüstbar und kann verschiedenen Fertigungsaufgaben angepaßt werden.

Die weitere Entwicklung von Industrierobotern läuft in Richtung einer zweiten und dritten Generation, die mit Mikroprozessoren und mit Mikroechnern ausgestattet und dadurch in der Lage sind, die bei ihrer Tätigkeit entstehenden unterschiedlichen Situationen zu analysieren und Veränderungen zu berücksichtigen bzw. selbst in einer unbekannten Umgebung arbeiten zu können. Hierzu sind sensorgesteuerte Roboter erforderlich, die ein Werkstück mit nicht genau definierter Lage handhaben sowie allgemeine Montagearbeiten durchführen. Eine Voraussetzung für die Realisierung derartiger Roboter sind neben geeigneten Mikrorechnern auch Bildsensoren, die dem Roboter das Erkennen unterschiedlicher Situationen gestatten.

Visuelle Sensorsysteme

Die sich für Bildsensoren ergebenden Aufgaben, die in der Handhabung und Güteprüfung besonders wichtig sind, lassen sich wie folgt klassifizieren:

– Ordnen von Werkstücken
– Erfassen von Zielpositionen
– Durchführen von Sichtprüfungen.

Für die automatische Handhabung, z. B. Eingabe und Weiterleitung, müssen dem Industrieroboter Informationen über die Lage und Position der Teile übermittelt werden. Hier hat der optische Sensor die Aufgabe zu erfüllen, Lageklassen und Positionen vereinzelter Werkstücke zu erfassen.

Die Erfassung von Zielpositionen betrifft u. a. auch die Teilfertigung und die Montage. Hierunter fallen z. B. das Führen von Schweißelektroden an Blechformteilen, das Fügen von Teilen in der Montage, die mit Lagetoleranzen behaftet sind, das Erfassen von Werkstücken auf Paletten oder das Positionieren von Werkstücken in Fertigungseinrichtungen bei engen Toleranzen.

Die Sichtprüfung gestattet es, im Zusammenhang mit einer automatischen Fertigung auch die Qualität der gefertigten Erzeugnisse automatisch zu überprüfen. Darunter fallen Prüfaufgaben hinsichtlich Vollständigkeit, exakter Formeinhaltung und Oberflächenbeschaffenheit.

Bei der Bildaufnahme und Bildverarbeitung in Industrierobotern stehen zwei grundlegend verschiedene Methoden zur Verfügung:

– optische Korrelation, d. h. direkte und parallele Verarbeitung des erfaßten Bildes, die optisch-analog ohne Bildwandlung erfolgt
– Wandlung des optisch-analogen Bildes in ein digitales Bild und anschließende Verarbeitung mit elektronischen Mitteln.

Die optische Korrelation mit kohärentem Licht kommt in der industriellen Fertigung z. Z. aus Aufwandsgründen und praktischen Aspekten für den Einsatz in Sensoren noch nicht in Betracht. Einfacher dagegen ist die inkohärent-optische Korrelation, die eine Bildverarbeitung durch Maskenvergleiche vollzieht. Für den Einsatz in der Fertigung haben sich Systemkonzepte für die Sensorsysteme bewährt, die auf den Einsatz von Fernsehkameras oder Festkörper-Bildaufnahmeeinrichtungen zurückgreifen und zusammen mit Mikroprozessoren und mit Mikrorechnern zur schnellen Informationsverarbeitung ausgestattet sind.

Beim Einsatz von Bildsensoren in Industrierobotern muß berücksichtigt werden, daß der Aufwand der Bildverarbeitung mit der Komplexität der Szene wächst. Um eine Szene, die von einem Bildsensor abgetastet wird, zu analysieren, muß i. allg. folgende Bildanalyse vorgenommen werden:

– Segmentierung des Bildes in Regionen, die Objekten entsprechen
– Klassifikation der Regionen
– Parameterextraktion (Lageklasse, Positionsparameter, Gütezustand).

Bei nur einem Werkstück entfallen in der Regel die Probleme der Segmentation und Klassifikation, so daß nur eine Parameterbestimmung notwendig ist. Bei mehreren isolierten Werkstücken treten Klassifikationsprobleme auf, wenn zwischen verschiedenen Werkstücken unterschieden werden muß. Berühren oder überlappen sich die Werkstücke sogar, werden die Probleme der Segmentation und der Klassifikation außerordentlich schwierig. Aus diesem Grunde müssen durch geeignete Maßnahmen sowohl die Anzahl der Objekte als auch ihre Freiheitsgrade reduziert werden. Praktische Maßnahmen bestehen darin, daß nur isolierte Werkstücke dem Sensor angeboten werden und daß man z. B. mit Hilfe eines mechanischen Anschlags die Zahl der Lageklassen reduziert.

Die Qualitätsprüfung läßt sich auf Grund der Informationen über Oberflächenbeschaffenheit, Form und spektrale Charakteristika durchführen. Die Oberflächenbe-

schaffenheit drückt sich aus durch Glanz, Rauhigkeit, Maserung, Flecken, Risse, Löcher u. a. Bei der Erfassung der Form wird auf Vollständigkeit und korrekte Abmessungen geprüft. Spektrale Charakteristika ergeben sich z. B. aus Grauton oder Farbe eines Produktes.

Mit Hilfe von Bildsensoren lassen sich Binärbilder, Grauwertbilder, multispektrale Bilder (Farbbilder) und besondere Bilder (z. B. Lichtschnittbilder oder Stereobilder) verarbeiten. Binärbilder weisen nur die Helligkeitsstufen weiß und schwarz auf. Hier sind gute Kontrastverhältnisse zwischen Werkstück und Hintergrund notwendig. Man kann mit Auflicht- oder Durchlichtverfahren arbeiten. Ein Beispiel für ein Durchlichtverfahren ist ein von unten beleuchtetes transparentes Förderband, auf dem die einzelnen Werkstücke am Sensor vorbeigeführt werden. Beim Auflichtverfahren wird der Bildsensor direkt auf das Werkstück oder indirekt auf seinen Schatten gerichtet. Bei Grauwertbildern ist eine größere Datenmenge zu verarbeiten. Hier gibt es z. B. Bilder aus 256 × 256 Bildpunkten mit 32 bis 256 Grauwerten. Multispektrale Bilder werden hauptsächlich für die Sichtprüfung eingesetzt.

Besonders interessant sind lernende Industrieroboter. Hier ist es notwendig, eine Merkmalsextraktion vorzunehmen, wobei Merkmale in Form von Einzelpunkten, Konturlinien und Silhouetten an Werkstücken klassifiziert werden. Bei der Lernphase werden je nach Anwendungsfall verschiedene Merkmale für jedes Werkstück und für jede Lageklasse bzw. Position gespeichert, die der Sensor erkennen muß. Für Erkennungsaufgaben werden aus dem Bild des unbekannten Werkstückes Merkmale extrahiert und mit den gespeicherten Merkmalen verglichen. Als mögliche Vergleichsverfahren kommen Korrelationstechniken, die sog. Nächste-Nachbar-Regel und ein sequentielles Suchen in Betracht.

Der Einsatz von Industrierobotern als programmierbare Handhabungsgeräte macht die Entwicklung geeigneter Bildverarbeitungssysteme für die Fertigungstechnik notwendig. Dabei greift man oftmals auf problemangepaßte Verfahren zurück, verzichtet auf die Verarbeitung von Grauwertbildern und wertet vorrangig Silhouetten und Konturen in Binärbildern aus. Bereits existierende Bildsensorsysteme verwenden Fernsehkameras oder Festkörper-Bildaufnahmeeinrichtungen (Reihenanordnungen).

Taktile Sensorsysteme

Mit Sensorsystemen ausgestattete Industrieroboter bildeten auch den Schwerpunkt des 9. Internationalen Industrieroboter-Symposiums (9. ISIR), das vom 13. bis 15. März 1979 in Washington abgehalten wurde. Hier wurde besonders der Entwicklung taktiler Fähigkeiten bei Industrierobotern große Bedeutung beigemessen. Dabei müssen folgende Gesichtspunkte berücksichtigt werden:

- Füge- und Montagearbeiten erfordern bei engen Toleranzen eine bestimmte Feinfühligkeit des Gerätes, um Verkanten und Klemmen der Fügeteile und damit Beschädigungen zu verhindern.
- Bei Bearbeitungsaufgaben, wie beim Entgraten von Gußteilen, muß der Industrieroboter in der Lage sein, sich großen Werkstücktoleranzen anzupassen. Diese Toleranzen lassen sich mehrdimensional nur während der Bearbeitung ertasten.
- Taktile Sensoren können mit höherer Meßgenauigkeit als visuelle Systeme bei gleichzeitig geringerem Meß- und Auswerteaufwand Oberflächenmessungen an Werkstücken durchführen. Die Meßwerte dienen zur Steuerung von Bewegungsprogrammen.
- Tastfühler gestatten das Erkennen ungeordneter Werkstücke und liefern damit einen Beitrag zur Lösung des Ordnungsproblems.
- Schließlich gestattet der „Tastsinn" hochentwickelter Robotersysteme ein Erkennen der Umwelt auch dort, wo eine Bildinformation (Wasser) nicht möglich ist.

Ein im Forschungszentrum der IBM entwickelter Industrieroboter setzt mit Hilfe von Kraftsensoren hochintegrierte Speicherschaltungen im Metallgehäuse mit zahlreichen Anschlüssen in gedruckte Leiterplatten ein. Dabei müssen umgebogene Anschlußstifte erkannt und der Einsetzversuch abgebrochen werden. Der Roboter greift ein palettiert angebotenes Bauelement am Metallgehäuse und führt es zunächst in eine Bezugsecke, d. h. zu räumlich angeordneten nachgiebigen Anschlägen, die mit Kraftsensoren ausgestattet sind und an die ausgewählten Anschlußstifte angedrückt werden. Aus den Sensorsignalen ermittelt die Steuerung die Lage der Anschlußstifte im Gehäuse und dreht so die Handachsen des Manipulators in die richtige Einsetzposition. Das Einsetzen geschieht mit Kraftüberwachung im Greifer.

Industrielle Fügeaufgaben bestehen oftmals auch im Einpassen von Bauteilen in engtolerierte Bohrungen, etwa das Einpassen eines Kugellagers im Lagerschild für Motore. Hierzu können ebenfalls Industrieroboter mit taktilen Sensoren eingesetzt werden. Zum Aufbau von Kraftsensoren verwendet man Scherelemente aus elastomeren Kunststoffen. Aufeinandergeklebte Einzelschichten aus Gummi oder Plast in Schichtbauweise ergeben genau beeinflußbare Druck- und Schereigenschaften der Werkzeugträger. Weitere Fühler arbeiten auf der Basis von Dehnungsmeßstreifen.

Der Tastsinn des Menschen, wie er z. B. über die Haut zur Verfügung steht, läßt sich künstlich mit Hilfe elektrisch leitfähiger Gummimaterialien simulieren, die bei Druck ihre elektrischen Eigenschaften in bestimmter Weise ändern. Dabei lassen sich elektrische Signale so auswerten, daß Rückschlüsse auf die Form und Lage eines gegriffenen Werkstückes gezogen werden und auch eine Identifizierung möglich ist. Günstig ist auch eine mit leitfähigem Gummi belegte Matrixanordnung, die die künstliche „Haut" bildet. Die Matrix besteht aus einer geätzten Leiterplatte, so daß sich sehr flache Sensoren ergeben, die sich in die Greiferhand einbauen lassen. Jedes gegriffene Objekt hinterläßt verschieden tiefe Eindrücke an einzelnen Stellen der Sensoroberflächen und verändert die örtliche Leitfähigkeit des Gummis. Faßt man Punkte gleicher Leitfähigkeit zu Äquipotentiallinien zusammen, so ergeben sich für verschiedene Objektlagen unterschiedliche charakteristische Muster.

Allgemein wird eingeschätzt, daß 1980 in verschiedenen Ländern der Welt bis zu 60 000 Industrieroboter eingesetzt werden. Dabei werden sich auch Sensoraufgaben ergeben, die auf dem akustischen Gebiet liegen bzw. Wahrnehmungsvermögen aufweisen, die über das menschliche hinausgehen (z. B. Ultraschall, Magnetfelder u. a.). *H. B.*

Literatur

[1] Litinezki, I.: Berühmte Roboter und ihre nicht minder bekannten Verwandten. Technische Gemeinschaft (1977) H. 3, S. 11 und 12

[2] Höhere Arbeitsproduktivität durch den Einsatz von Industrierobotern. Presse der Sowjetunion (1979) H. 10, S. 23 und 24

[3] Foith, J. P.; König, M.: Schwarz-Weiß-Bildsensoren in der Fertigungstechnik – eine Übersicht. Technisches Messen atm 45 (1978) H. 3, S. 79 bis 82; H. 4, S. 135–140

[4] Brodbeck, B.; Erne, H.: Industrieroboter in den USA. Werkstattechnik 69 (1979) H. 10, S. 655 bis 658

Analoge Informationsverarbeitung – kurz und bündig

Von Dipl.-Ing. Josef-Hermann Bernhard und Dipl.-Ing. Bruno Knuppertz
Reihe Informationselektronik.
172 Seiten, 140 Bilder
Broschur, 12,– M.
Bestell-Nr. 552 155 5

VT
VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Begriffe und Zusammenhänge, übersichtlich dargestellt. Auch als Wissensspeicher zu verwenden. Es werden alle wesentlichen Aspekte der analogen Informationsverarbeitung berücksichtigt.
Hauptabschnitte: Mathematisch-physikalische Grundlagen und Begriffe · Transformation physikalisch-technischer Systeme in Strukturbilder · Der Regelkreis · Elektronische Operationsverstärker in der Regelungstechnik · Analoge Rechentechnik · Quantitative Programmierung · Analogrechner und analoge Regelungstechnik (Simulation von Übertragungssystemen) · Hybride Rechentechnik.
Für Studierende an Fach- und Ingenieurschulen sowie für ingenieurtechnische Mitarbeiter im Bereich Informationselektronik.
Lizenzausgabe des Vogel-Verlag, Würzburg (BRD). Vertrieb nur in der DDR. Durch jede Buchhandlung erhältlich.

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Die Dimensionierung der Widerstände zum Einstellen der Ausgangsspannung (R_1 und R_2) ist vom Hersteller vorgeschrieben. Tafel 9 zeigt einige Richtwerte. Geringe Abweichungen sind möglich. Zur Variation der Ausgangsspannung (etwa 5...10 %) sind Einsteller üblich.

In den vorgestellten Schaltungen bewirkt der Widerstand R_S eine Begrenzung des Ausgangsstromes (s. Bild 56a). Bei der ersten Grundschaltung ist ein Dimensionierungshinweis angegeben. Der genaue Wert sollte aber experimentell bestimmt werden, da die Ansprechspannung des Anschalttransistors exemplarabhängig ist und relativ große Abweichungen auftreten können.

Wesentlich wirkungsvoller ist ein Überlastungsschutz mit „Fold-back"-Charakter (Bild 56b). Zum Erreichen dieser Kennlinie sind lediglich zwei weitere Widerstände erforderlich. Im Bild 57 ist eine Schaltung mit Rückkopplung dargestellt, auf deren praktische Dimensionierung wird noch eingegangen.

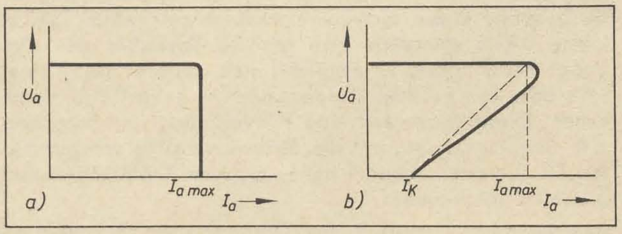


Bild 56: Strombegrenzungen. a) mit R_S; b) mit Fold-back-Kennlinie

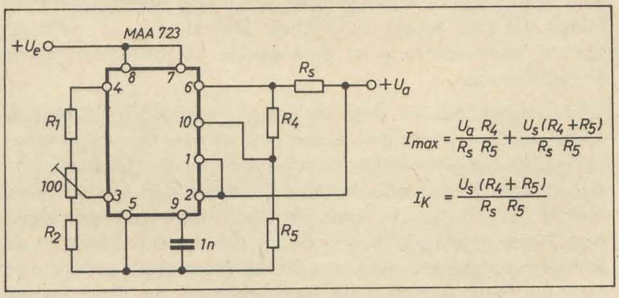


Bild 57: Strombegrenzung mit Rückkopplung

Der in den Schaltungen angegebene Widerstand R_3 dient der Temperaturkompensation und ist eigentlich nur bei sehr hohen Anforderungen erforderlich. Im Normalfall werden die Anschlüsse überbrückt. Ein Hersteller bezeichnet R_3 auch als Impedanz-Symmetrierwiderstand des Differenzverstärkers. Es soll dabei eine Verbesserung der Stabilität und Genauigkeit erreicht werden. Laboruntersuchungen am MAA 723 konnten dies nicht bestätigen. Die Verbesserungen durch diesen Widerstand sind sehr gering.

Beim 5-V-7-A-Modul nach Bild 58 ergab dieser Widerstand eine Verbesserung der temperaturabhängigen Drift von etwa 20 mV.

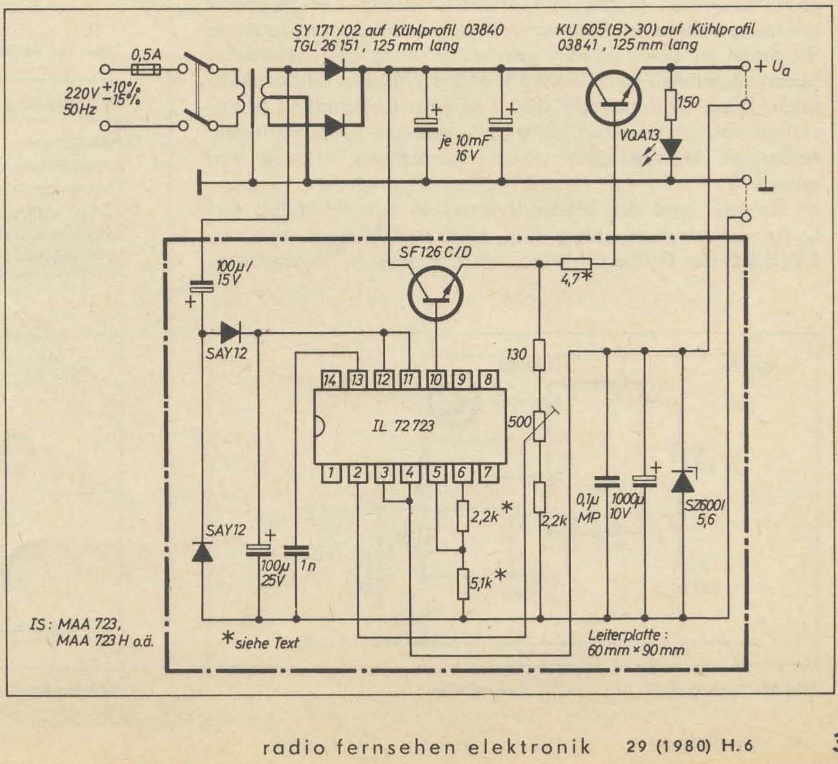
Zur Unterdrückung von Schwingneigungen muß der Differenzverstärker frequenzkompensiert werden. Üblich sind Kondensatoren zwischen den Anschlüssen 9 und 2 (100...470 pF) oder zwischen 9 und 5 (470...1 000 pF). Je kleiner der Wert ist, desto höher ist die Regelgeschwindigkeit der Anordnung, die Schwingneigung nimmt dann aber zu. Auch hier sollte das Experiment zur Optimierung dienen.

8.4.1. Entwurfsbeispiel

Am Beispiel eines Moduls für 5 V und 7 A soll aufgezeigt werden, daß der Entwurf von Schaltungen mit integrierten Spannungsreglern beim Einhalten von wenigen Randbedingungen völlig unproblematisch ist. Bild 58 zeigt die Schaltung.

Zunächst wird die Rohspannungserzeugung dimensioniert. Um die Regelstrecke nicht unnötig zu belasten (1 V zuviel bedeutet eine zusätzliche Verlustleistung von 7 W), wird die Rohspannung U_e (Spannung am Ladekondensator) so niedrig wie möglich gewählt. Für eine Ausgangsspannung von 5 V sind mindestens 8 V Eingangsspannung erforderlich. Bei Verwendung von Leistungstransistoren mit sehr niedriger Sättigungsspannung (z. B. KD 501 bis KD 503 mit $U_{CE\,sat} \approx 0{,}75$ V) kann die Eingangsspannung auf etwa 7 V herabgesetzt werden. Eine kleine Eingangsspannung bedeutet auch einen hohen Wirkungsgrad. Selbstverständlich muß diese Rohspannung bei der kleinsten vorgesehenen Netzspannung (im allgemeinen 220 V — 15 %) und dem maximalen Ausgangsstrom garantiert sein. Zu beachten ist, daß die Eingangsspannung bei der maximalen Netzspannung (z. B. 220 V + 10 % = 242 V) und Leerlauf erheblich ansteigt. Lei-

Bild 58: Stromversorgungsmodul für 5 V und 7 A



Tafel 9: Dimensionierung von R_1 und R_2

U_a in V	R_1 in kΩ	R_2 in kΩ	Bild
+2	5,15	2	53a, 54a, 57
+3	4,12	3,01	53a, 54a, 57
+3,6	3,57	3,65	53a, 54a, 57
+5	2,15	4,99	53a, 54a, 57, 58
+6	1,15	6,04	53a, 54a, 57
+9	1,87	7,15	53b, 54b
+12	4,87	7,15	53b, 54b
+15	7,87	7,15	53b, 54b
+28	21	7,15	53b, 54b
+45	3,57	48,7	55a
+75	3,57	78,7	55a
+100	3,57	102	55a
+250	3,57	255	55a
−6	3,57	2,43	53c
−9	3,48	5,36	53c
−12	3,57	8,45	53c, 53d
−15	3,65	11,5	53c, 53d
−28	3,57	24,3	53d
−45	3,57	41,2	55b
−100	3,57	97,6	55b
−250	3,57	249	55b

stungstransistor und Kühleinrichtung müssen für diesen Fall ausgelegt werden. Die genaue Berechnung kann entfallen, wenn die im Abschnitt 7 im Bild 48 angegebene Meßschaltung zur meßtechnischen Ermittlung aller erforderlichen Parameter benutzt wird.

Wird der Ladekondensator nach der schon bekannten Beziehung

$$C_L = \frac{2{,}5 \cdot 10^4 I}{U_e}$$

I in A
U_e in V
C_L in μF

oder nach Bild 12 gewählt, so beträgt die Brummspannung $U_\sim \approx 1$ V. Als Regel gilt somit

$$U_e = U_a + U_\sim + U_{CE\,sat} + 0{,}5\text{ V}$$

Bei Stromversorgungen mit einer Ausgangsspannung von 5 V liegt der Wirkungsgrad bei höchstens 40 %, wobei schon günstigste Bedingungen vorliegen müssen. Davon ausgehend wird die Größe des Netztransformators bestimmt:

$$P_{Tr} \approx \frac{5\text{ V} \cdot 7\text{ A}}{0{,}4} \approx 90\text{ W}$$

Im Beispiel wurde ein Kern 60/100 LL gewählt, dieser hat in der geforderten Leistungsklasse die geringsten Abmessungen. Bei den vorgesehenen Strömen ist eine Gegentaktschaltung des Gleichrichters gegenüber einer Brückenschaltung von Vorteil. Die verwendeten Einpreßdioden SY 171/02 können sehr einfach auf einem gemeinsamen Kühlkörper untergebracht werden.

Die IS MAA 723 benötigt zum ordnungsgemäßen Betrieb eine Versorgungsspannung von mindestens 9,5 V. Die ermittelte Rohspannung reicht dazu nicht aus. Eine Erhöhung der Rohspannung auf diesen Mindestwert verursacht in der Regelstrecke zusätzliche Verluste von etwa 14 W. Da die Stromaufnahme der IS nur wenige Milliampere beträgt (etwa 4...6 mA), wurde im Beispiel eine einfache Spannungsverdopplerschaltung eingesetzt. Der zusätzliche Aufwand von zwei Dioden (Miniplast o. ä.) und zwei Niedervolt-Elektrolytkondensatoren ist bei Zugrundelegung der Verlustleistungsbilanz voll gerechtfertigt.

Der Spannungsteiler R_1, R_2 wurde mit ausgesuchten Festwiderständen realisiert. Einsteller üblicher Art sind wegen der großen Störanfälligkeit nicht geeignet. Verwendbar sind Dickschichtsteller nach TGL 27 423. Auf den Widerstand R_3 wurde verzichtet. Ohne diesen beträgt die Drift der Ausgangsspannung etwa 25 mV, mit R_3 (1,5 kΩ) etwa 8 mV. Wenn im Spannungsteiler ein Einsteller verwendet wird, ist R_3 zur Kompensation des Temperaturverhaltens des Reglers zu empfehlen.

Im allgemeinen macht die Dimensionierung der Strombegrenzungsschaltung Schwierigkeiten, wenn der Widerstand R_S direkt in den Lastweg geschaltet wird. Der geforderte Spannungsabfall von etwa 0,8 V ergibt Werte im Milliohmbereich. Diese Widerstände sind einerseits umständlich herzustellen und andererseits konstruktiv schlecht unterzubringen. Außerdem ergeben sich weitere zusätzliche Verluste von etwa 6 W.

Im Beispiel wird der Meßwiderstand in den Basiskreis des Leistungstransistors gelegt [16]. Jetzt sind Widerstände von 4,7...6,8 Ω der Größe 0,1 W erforderlich, was ein wesentlicher Vorteil gegenüber Drahtwiderständen ist. Bis auf den Meßwiderstand gilt die angegebene Dimensionierung der Strombegrenzungsschaltung für fast beliebige Ausgangsspannungen. Die Diode in diesem Schaltungsteil (beliebiger Si-Typ) sichert das exakte Einhalten der Fold-back-Kennlinie. Der Einsteller erlaubt das Einstellen des Ansprechpunktes zwischen 2 A und 8 A. Bei kleinen Strömen (etwa unterhalb 5 A) können Schwierigkeiten auftreten, die Kennlinie erreicht I_K nicht exakt. Es ist dann sinnvoller, den Meßwiderstand zu vergrößern. Die Größe des Meßwiderstandes kann nicht exakt angegeben werden, da er vom Basisstrom des Leistungstransistors abhängt. Dieser wiederum wird von der Gleichstromverstärkung B des Leistungstransistors (im Arbeitspunkt) bestimmt. Übliche Werte sind B = 30...50 (bei $I_C = 7$ A).

Bei einem Ausgangsstrom von 7 A kann die IS nicht den erforderlichen Strom liefern, so daß ein Ansteuertransistor verwendet wird. Dieser bildet mit dem Leistungstransistor eine Darlingtonstufe. Eine höhere Stromverstärkungsgruppe als C oder D ist wegen der Schwingneigung bei kleinen Ausgangsströmen nicht zu empfehlen. Die Größe des Ausgangskondensators richtet sich nach dem geforderten Wechselspannungsanteil in der Ausgangsspannung. Bei der angegebenen Dimensionierung beträgt dieser etwa 3 mV (SS).

In engem Zusammenhang damit steht die Größe des Kondensators zur Frequenzkompensation des Verstärkerteils der IS. Zu große Werte verringern die Regelgeschwindigkeit, zu kleine Werte erfordern eine größere Kapazität des Ausgangskondensators. Es empfiehlt sich, parallel dazu einen MP- oder keramischen Kondensator von etwa 0,1 μF vorzusehen. Dieser verbessert das HF-Verhalten der Schaltung, z. B. Schwingneigung bei der Stromversorgung von getakteten TTL-Systemen, speziell bei synchronen Schaltungen über 3...4 MHz Taktfrequenz.

Eine Leistungs-Z-Diode (ohne Kühlblech) am Ausgang der Schaltung begrenzt Spannungsspitzen. Außerdem dient sie zum Schutz der zu versorgenden Schaltung gegen Überspannung, die bei einem möglichen Defekt der IS auftreten könnte. Voraussetzung ist eine exakte Dimensionierung der Netzsicherung.

Schaltungen, die mit derartig dimensionierten Modulen versorgt werden, benötigen eigentlich keinen Überspannungsschutz. Selbst bei völliger Durchsteuerung des Leistungstransistors bzw. bei einem Durchbruch desselben besteht keine Gefahr für TTL-Schaltungen, da durch den stark ansteigenden Strom eine Begrenzung durch den Innenwiderstand der Rohspannungserzeugung auftritt. Im Normalfall spricht nach wenigen Millisekunden die Netzsicherung an. Eine kurzzeitige Überspannung bis etwa 7 V vertragen TTL-IS, und höher kann die Spannung nicht werden.

Tafel 10: Technische Daten des Moduls nach Bild 58

Netzspannung	185 V	220 V	242 V
Primärstrom	0,34 A	0,36 A	0,39 A
Sekundärspannung $U_\sim$	2 × 7,75 V	2 × 9,25 V	2 × 10,5 V
Eingangsspannung U_{e-}	7,7 V	9,6 V	10,8 V
Verlustleistung am Transistor	18,9 W	32,2 W	40,5 W
Leistungsaufnahme primär	63 VA	79 VA	94 VA
Wirkungsgrad	55,8 %	44,3 %	37,3 %

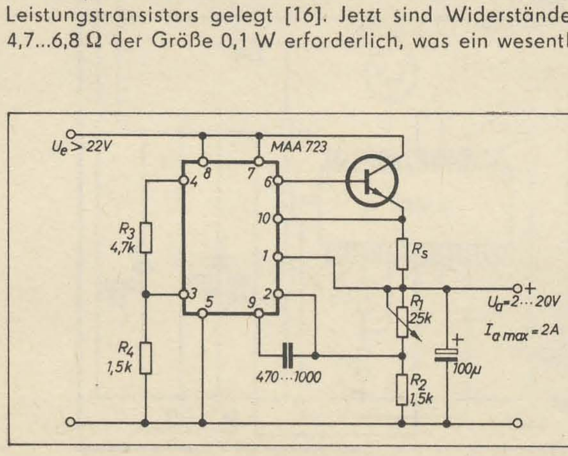


Bild 59: Schaltung für U_a = 2...20 V, einstellbar

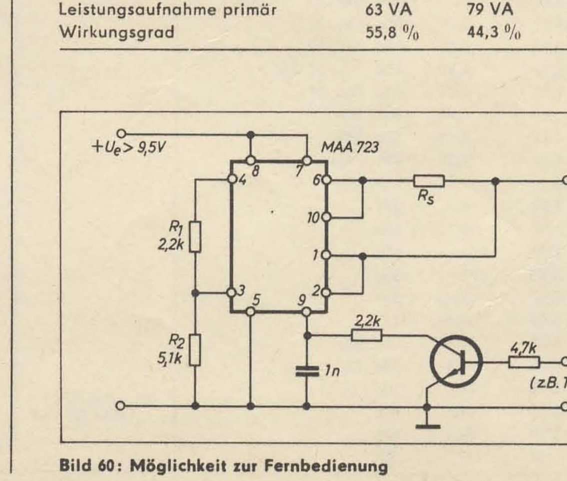


Bild 60: Möglichkeit zur Fernbedienung

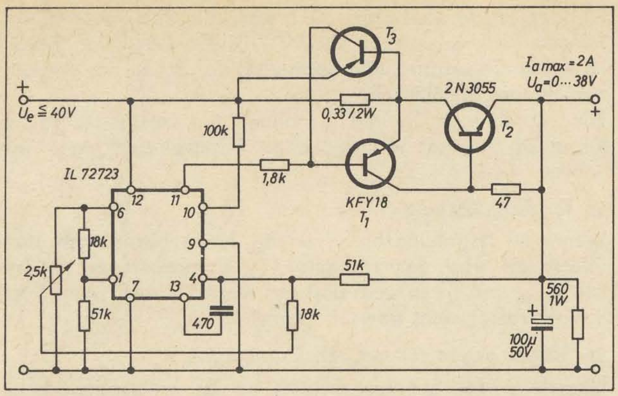


Bild 61: Schaltung für U_a = 0...38 V, einstellbar

Der Modul hat die Abmessungen 105 mm × 140 mm mal 170 mm und paßt demzufolge in einen EGS-Einschub. Die Masse beträgt 3,1 kg. In der Tafel 10 sind einige seiner Daten zusammengefaßt. Beim Einsatz eines Leistungstransistors vom Typ KD 501 steigt der Wirkungsgrad um etwa 4 %. Bei einer Netzspannungsänderungen zwischen 185 V und 242 V ändert sich die Ausgangsspannung um 1 mV. Laständerungen von 0...7 A (Leerlauf – Vollast) ergibt eine Ausgangsspannungsänderung $\Delta U_a \leq 2{,}5$ mV. Durch die herausgeführten Meßleitungen kann die Ausgangsspannung am Verbraucher kontrolliert werden. Spannungsabfälle auf den Zuleitungen sind dadurch kompensierbar.
Das Zuschalten eines Kondensators (max. 5 µF) zur Referenzspannung erhöht die Wechselspannungsunterdrückung bis zu 12 dB. Im Bild 53a ist dieser Kondensator angedeutet. Ein Beispiel für regelbare Ausgangsspannung ist im Bild 59 dargestellt [17]. Wie sich eine fernbediente Strombegrenzung oder auch das Ein- und Ausschalten realisieren lassen, zeigt Bild 60.
Für spezielle Anwendungen kann es erforderlich sein, einen größeren Ausgangsspannungsbereich kontinuierlich einzustellen. Eine Schaltung, mit der sich eine Ausgangsspannung von 0...38 V einstellen läßt, ist im Bild 61 dargestellt. Der Transistor T_1 läßt sich durch den KFY 18 o. ä. ersetzen. T_3 dient als elektronische Sicherung, hier kann ein beliebiger pnp-Typ eingesetzt werden. Die in [18] angegebene obere Spannungsgrenze von 38 V ist aber kaum erreichbar. Die maximale Eingangsspannung des MAA 723 darf 40 V nicht übersteigen! (Dieser Wert muß auch bei maximaler Netzspannung und Leerlauf garantiert werden.) Im Normalfall lassen sich etwa 33...35 V erreichen.
Bei allen Schaltungen für veränderliche Ausgangsspannung muß beachtet werden, daß der Kühlkörper genügend groß gewählt wird. Im letzten Beispiel muß er für eine Verlustleistung von $(U_e - U_{a\,min})I_{a\,max}$ ausgelegt werden. Bei Ausgangsströmen über 2 A erreicht auch ein Leistungstransistor schnell seine Verlustleistungsgrenze. Beim Parallelschalten mehrerer Leistungstransistoren sind in diesem Fall keine Ausgleichswiderstände in den Emitterleitungen erforderlich, da der Kollektorstrom weit unter den zulässigen Werten liegt und nur die Verlustleistung entsprechend groß ist.

Tafel 11: Daten der Spannungsregler der Reihe K 142

	U_a	I_a
K 142 EH 1 Б	+3...+12 V	0,15 A
K 142 EH 2 Б	+9...+30 V	0,15 A
K 142 EH 3	+3...+30 V	1 A
K 142 EH 6	±5...±25 V	0,2 A

8.4.2. Weitere integrierte Spannungsregler

Von der UdSSR wurde bereits 1971 ein integrierter Spannungsregler vom Typ 1 EH 811 A, Б, B, Г angekündigt. Dieser war für Ausgangsspannungen von 3...27 V bei 150 mA vorgesehen. Nach seiner Ablösung durch die modernere Reihe K 142 im DIL-Gehäuse wird er offenbar nicht mehr gefertigt. Die wesentlichsten Daten der neuen Typen sind in der Tafel 11 zusammengestellt [19]. Interessant sind dabei der Typ K 142 EH 3 für 1 A Ausgangsstrom und der Doppelregler (für positive und negative Ausgangsspannung) K 142 EH 6. Letzterer ist zur Stromversorgung von Operationsverstärkern gut geeignet. Da alle Typen das Beschalten mit externen Leistungstransistoren zur Stromerhöhung erlauben, können damit viele Probleme gelöst werden. Die Stabilisierung von negativen Spannungen ist wie mit dem MAA 723 möglich.
Der Trend integrierter Spannungsregler geht zu höheren Ausgangsleistungen und geringeren Spannungsdifferenzen $U_e - U_a$; Stand der Technik sind 1,65 V bei 3 A. Viele Typen sind im TO-3-Gehäuse mit nur zwei Anschlüssen untergebracht. Das ermöglicht günstige Kühlkörpergestaltungen. Es existieren auch Typen in TO-220-Gehäusen und weiteren Abarten. Regler für kleine Leistungen sind auch im Plastgehäuse im Angebot.
Die IS MAA 723 kann auch zu Verstärkerzwecken eingesetzt werden. Dabei ist es möglich, sowohl analoge (z. B. sinusförmige) als auch digitale Signale (z. B. Rechteckimpulse) zu verstärken.

Literatur

[17] Hruby, F.: Aplikace integrovaneho stabilisatoru napeti MAA 723. Sdělovací technika 22 (1974) H. 2, S. 43–46; H. 3, S. 85–88
[18] Reinmiedl, J.: Spannung einstellbar von 0...38 V. Funktechnik 32 (1977) H. 1, S. W&S 4 und 5
[19] Poljanin, K. P.: Integral'nye stabilizatory naprjaženija. Moskau: Izd. Energija 1979
[20] Spannungsregler und Netzbausteine. messen + prüfen automatik (1974) Okt., S. 681–685
[21] Monolithisch integrierte Festspannungsregler der Reihe MA 78xx. Firmenschrift von Tesla Rožnov, 1977

9. Integrierte Festspannungsregler

Integrierte Festspannungsregler sind eine Weiterentwicklung integrierter Spannungsregler. Es handelt sich bei ihnen um eine Kombination von Leistungstransistor und integrierter Regelschaltung in einem Gehäuse. Sie sind auch unter der Bezeichnung Hybridregler bekannt. Integrierte Festspannungsregler können integrierte Spannungsregler nicht ersetzen, sie sind aber eine wichtige Ergänzung.
Drei Anschlüsse für Eingang, Ausgang und Masse ermöglichen einfachste Anwendungen. Neben üblichen Ausführungen im TO-3-Gehäuse gibt es Typen in TO-220-, TO-99- und TO-5-Gehäusen. Für kleine Leistungen sind auch Flat-pack- und DIL-Verkappungen mit Keramik- oder Plastgehäusen bekannt.
Festspannungsregler für große Leistungen (20...50 W) sind auf einem Substrat aus Berylliumoxid und in hermetisch dichten Stahlgehäusen (TO 3) untergebracht. Das gegenwärtig internationale Typenangebot umfaßt weit über 100 Typen verschiedener Hersteller. Die Ausgangswerte gehen von +4 bis +36 V bis −2...−36 V bei Ausgangsströmen von einigen Milliampere bis etwa 10 A. Für die größeren Ströme sind Kühlkörper erforderlich.

Tafel 12: Integrierte Festspannungsregler

Typ	Hersteller	U_a in V	I_a in A
K 142 EH 5 A	UdSSR	5	3
MA 7805	Tesla Rožnov	5	1
MA 7812	Tesla Rožnov	12	1
µA 78P05 SC	Fairchild	5	10
MC 7815	Motorola	15	1
MC 7906	Motorola	− 6	1
NE 5554	Signetics	+15; −15	0,3
NE 5555	Signetics	+ 5; −12	0,3
µA 78L05	Signetics	5	0,1

Im Fertigungsprogramm sind auch Doppelspannungsregler für positive und negative Spannungen sowie weitere Sonderausführungen. Einen Überblick zeigt Tafel 12, um die technischen Möglichkeiten dieser Bauelemente zu verdeutlichen. Erkennbar wird auch ein Typenschlüssel, der von einigen Herstellern verwendet wird: 78xx steht für positive Spannungen und 79xx für negative. Die 3. und 4. Ziffer entsprechen dann dem Ausgangsspannungswert. Buchstaben hinter Ziffern weisen auf Gehäuseformen, Temperaturbereiche, Toleranzen u. a. hin [20].

9.1. Funktion

Die weiteren Ausführungen beziehen sich auf die Typen MA 78xx von Tesla Rožnov (ČSSR). Bild 62 zeigt das Prinzipschaltbild, im Bild 63 ist die Innenschaltung dargestellt. Eine wesentliche Besonderheit ist die Referenzspannungserzeugung. Übliche temperaturkompensierte Z-Dioden weisen Z-Spannungen von 7...9 V auf. Diese Spannung bestimmt die untere Grenze der Ausgangsspannung. Z-Dioden erfordern außerdem einen speziellen Herstellungsprozeß. Bei der IS MA 78xx wurde deshalb ein völlig anderes Prinzip benutzt, bei dem die Basis-Emitterspannung von Transistoren der Referenzspannungserzeugung zugrundegelegt wird. Bild 64 zeigt dazu ein Schaltungsdetail. Der Transistor T_1 arbeitet mit einem relativ hohen Strom. Der Kollektorstrom von T_2 ist etwa 1/20 dessen von T_1. Am Widerstand R_3 entsteht die Spannungsdifferenz

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2}$$

Besitzt T_2 eine hohe Stromverstärkung, so wird der Spannungsabfall an R_2 proportional zu ΔU_{BE}. Die Transistoren T_5 und T_6 bilden eine Verstärkerstufe. Die Referenzspannung $U_{ref} \triangleq U_{B6}$ berechnet sich nach

$$U_{B6} = U_{BE6} + U_{BE5} + U_{R2} + U_{BE4} + U_{BE3}$$

Die Ausgangsspannung U_a ergibt sich aus

$$U_a = \frac{R_{19}}{R_{19} + R_{20}} U_{B6}$$

Die Basis-Emitterspannungen weisen einen negativen Temperaturkoeffizienten auf, U_{R2} hingegen einen positiven. U_a ist dann temperaturkompensiert, wenn die Summe der Spannungen für U_{B6} gleich $4 \times 1{,}205$ V ist. Der Wert von 1,205 V ist dabei die extrapolierte Spannung der Breite des verbotenen Bandes für Silizium.

Die Transistoren T_{16} und T_{17} bilden die Leistungsendstufe. Diese ist mit drei wirkungsvollen Schutzeinrichtungen versehen:

● Kurzschlußschutz

Wenn der Spannungsabfall an R_{11} einen bestimmten Wert übersteigt, wird der Transistor T_{15} durchgesteuert. Dieser sperrt T_{16} und T_{17} so weit, daß der Wert des zulässigen Kurzschlußstromes nicht überschritten wird.

● Schutz gegen sekundären Durchbruch

Übersteigt der Spannungsabfall an T_{17} einen bestimmten Wert, öffnet die Diode D_2 (über R_{13} und R_{12}) und damit auch T_{15}. Dieser sperrt wiederum T_{16} und T_{17}.

● Wärmeschutz

Als Wärmeschutz dient T_{14}. Er hat engen thermischen Kontakt zur Endstufe. Da die Basis von T_{14} auf konstantem Potential liegt, ruft bereits eine kleine Veränderung von U_{BE} (verursacht durch Erwärmung) ein starkes Ansteigen des Kollektorstromes hervor. Mit zunehmendem Strom werden T_{16} und T_{17} gesperrt. Die Ansprechzeit liegt im Millisekundenbereich. Die konstante Basisspannung wird von einer Hilfsspannungsquelle mit T_{12} und D_1 erzeugt. Diese versorgt gleichzeitig die Schaltung zur Referenzspannungserzeugung.

Diese drei Schutzschaltungen gewährleisten eine hohe Zuverlässigkeit der IS. Es muß aber beachtet werden, daß eine gute Stabilisierung im gesamten Lastbereich nur bei ausreichender Kühlung erreicht wird. Die Wärmeschutzschaltung begrenzt ansonsten die entnehmbare Leistung in Abhängigkeit von der Chiptemperatur. Der Transistor T_8 stellt die aktive Last für T_{10} und T_{13} dar und steuert den als Stromquelle wirkenden Transistor T_9.

Zum besseren Verständnis sei noch darauf hingewiesen, daß das Netzwerk mit den Transistoren T_1, T_2, T_3, T_4 und T_{11} zugleich auch teilweise als Regelverstärker arbeitet. Dadurch wird erreicht, daß das Rauschen am Ausgang auf ein Minimum absinkt.

In der Tafel 13 sind die wichtigsten Daten der Reihe MA 78xx zusammengestellt. Als zusätzliche Angaben sind zu nennen: Sperrschichttemperatur 0...+125 °C, Wärmewiderstand System – Gehäuse 4 K/W, Wärmewiderstand System – Umgebung 35 K/W. Verlustleistungsangaben entfallen, da diese intern begrenzt wird. Der Nominalstrom beträgt 1 A.

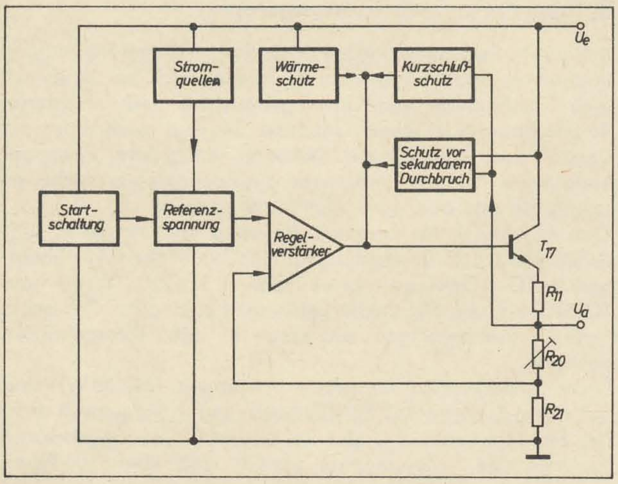
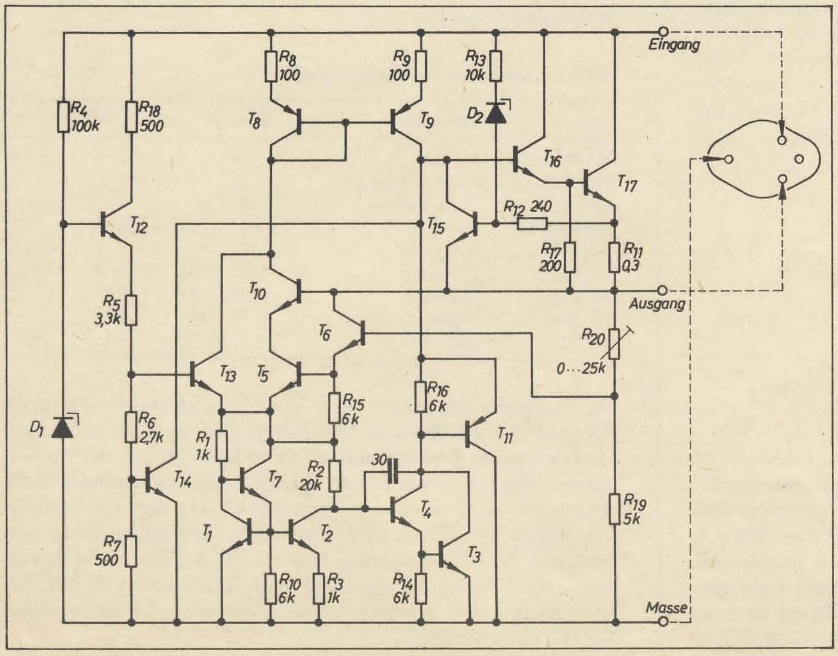


Bild 62: Blockschaltbild des Festspannungsreglers MA 78xx

Wird fortgesetzt



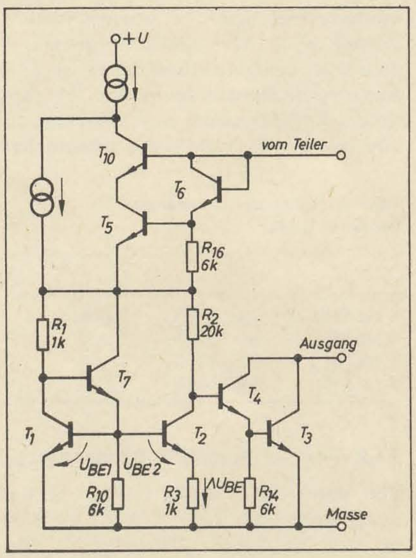


Bild 64: Schaltung zur Referenzspannungserzeugung

◀ **Bild 63: Innenschaltung des Festspannungsreglers MA 78xx**

Radiorecorder AIWA TPR-300 A

Mitteilung aus dem VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Berlin

Im folgenden bringen wir die wichtigsten Servicehinweise und den Stromlaufplan dieses aus Japan importierten Radiorecorders. Gegenüber den bereits in rfe veröffentlichten Recordern CF 160 S (H. 7/79) und M 2429 FZ (H. 9/79) spricht dieses Gerät bereits anspruchsvollere Käufer dieser Geräteklasse an.

Technische Daten

Stromversorgung	
Batterie	9 V (6 × R20)
Netz	110...120 V und 220...240 V
Gleichspannung	9 V über Anschlußbuchse
Leistungsaufnahme	15 W
Halbleiterbestückung	4 IS, 16 Transistoren, 14 Dioden
Ausgangsleistung	4,5 W
Abmessungen in mm	359 × 277 × 106
Masse	3,95 kg (ohne Batterien)
Rundfunkteil	
Wellenbereiche	UKW 87,5...104 MHz KW 5,9...18 MHz MW 525...1 605 kHz LW 150...300 kHz
Antenne	Teleskopantenne für UKW und KW Ferritstabantenne für MW und LW
Kassettenteil	
Frequenzumfang	50...12 000 Hz (Normalband) 50...13 000 Hz (CrO_2-Band)
Aufnahmesystem	HF-Vormagnetisierung
Löschsystem	HF-Löschung
Rauschabstand	55 dB
Gleichlauffehler	0,15 %
Mikrofon	eingebautes Elektret-Kondensatormikrofon
Bandgeschwindigkeitstoleranz	±3 %
Umspulzeit	80 s (C 60)

Um Zeichnungskapazität einzusparen, haben wir das Schaltbild original übernommen. Die Werte der Kondensatoren sind, sofern sie nicht durch ein P als pF-Werte gekennzeichnet sind, in µF angegeben. Das „Y" bedeutet Keramik.

Servicehinweise und ausgewählte Parameter zum Kassettenteil

1. Einstellung Tonrollenlager
   Stehlagerschraube so einstellen, daß an der Schwungmasse ein Axialspiel von (0,2 ± 0,1) mm auftritt

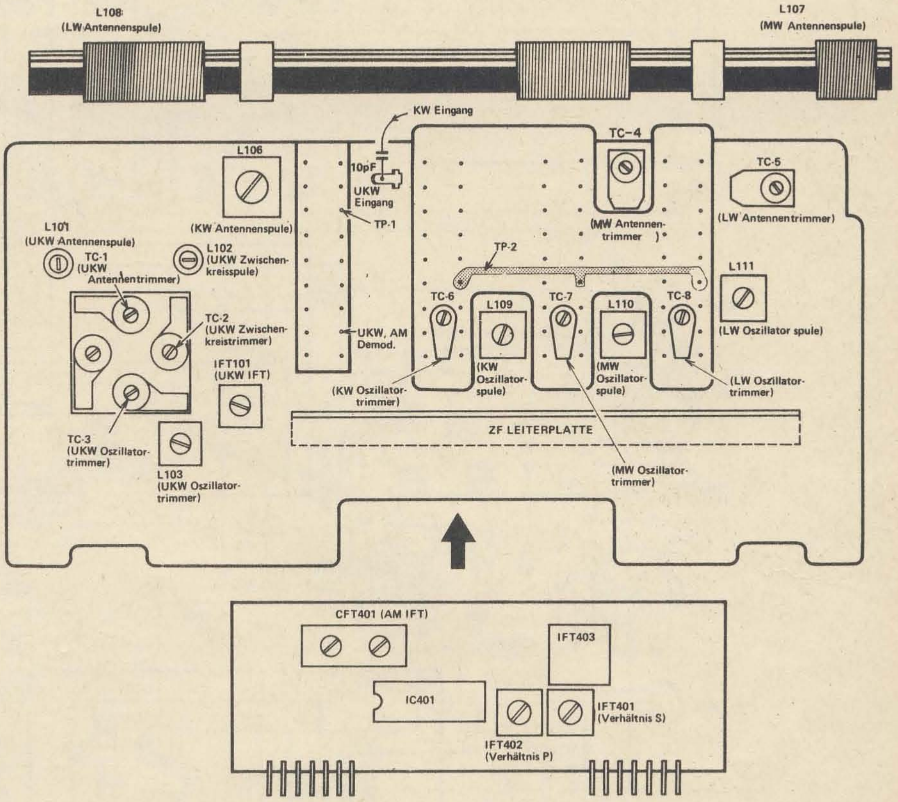


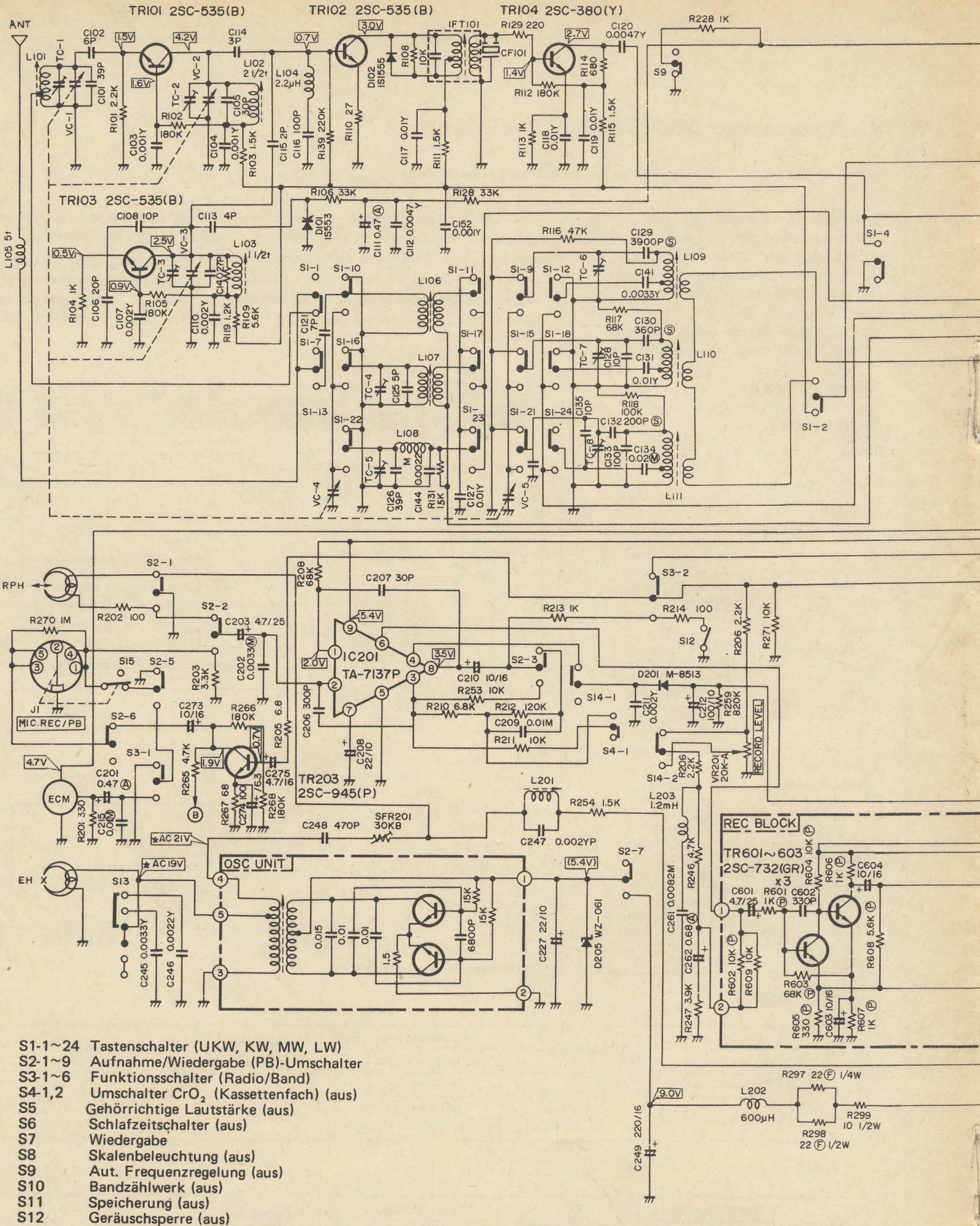
Bild 1: Lage der Abgleichelemente

AM-ZF-Abgleich

Schritt	Signal-Erzeuger zu verbinden mit	Signal einst. auf	Abgleichanzeiger zu verbinden mit	Radioskala einstellen auf	abgleichen	einstellen auf
1	Wobbel-Generator Prüfpunkt TP-2	Spannung eingestellt auf 455 kHz	Oszillograph AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	Minimum-Frequenz	CFT-401	maximum

LW-HF-Abgleich

Schritt	Signal-Erzeuger zu verbinden mit	Signal einst. auf	Abgleichanzeiger zu verbinden mit	Radioskala einstellen auf	abgleichen	einstellen auf
1	AM-HF-Generator Rahmen-Antenne	145 kHz (moduliert)	Röhren-Voltmeter AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	145 kHz (unteres Ende)	L111 (Oszillatorspule)	maximum
2	Rahmen-Antenne	310 kHz (moduliert)	AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	310 kHz (oberes Ende)	TC-8 (Oszillatortrimmer)	maximum
3	Wiederholen Sie die Stufen (Schritte) 1 und 2, um den Frequenzabstand zu erhalten					
4	Rahmen-Antenne	150 kHz (moduliert)	AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	150 kHz	L108 (Antennenspule)	maximum
5	Rahmen-Antenne	300 kHz (moduliert)	AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	300 kHz	TC-5 (Antennentrimmer)	maximum
6	(Wiederholen Sie die Stufen (Schritte) 4 und 5, um den Abgleichfehler zu minimieren — und ebenfalls Schritt 3, wenn erforderlich)					



S1-1~24 Tastenschalter (UKW, KW, MW, LW)
S2-1~9 Aufnahme/Wiedergabe (PB)-Umschalter
S3-1~6 Funktionsschalter (Radio/Band)
S4-1,2 Umschalter CrO_2 (Kassettenfach) (aus)
S5 Gehörrichtige Lautstärke (aus)
S6 Schlafzeitschalter (aus)
S7 Wiedergabe
S8 Skalenbeleuchtung (aus)
S9 Aut. Frequenzregelung (aus)
S10 Bandzählwerk (aus)
S11 Speicherung (aus)
S12 Geräuschsperre (aus)
S13 Umschalter f. HF-Generatorfreqnenz (●)
S14-1,2 Aussteuerungsautomatik (ein)
S15 DIN (ein)
S16 Spannungswähler (220~240 V)
S17 Autom, Bandabschaltung (aus)

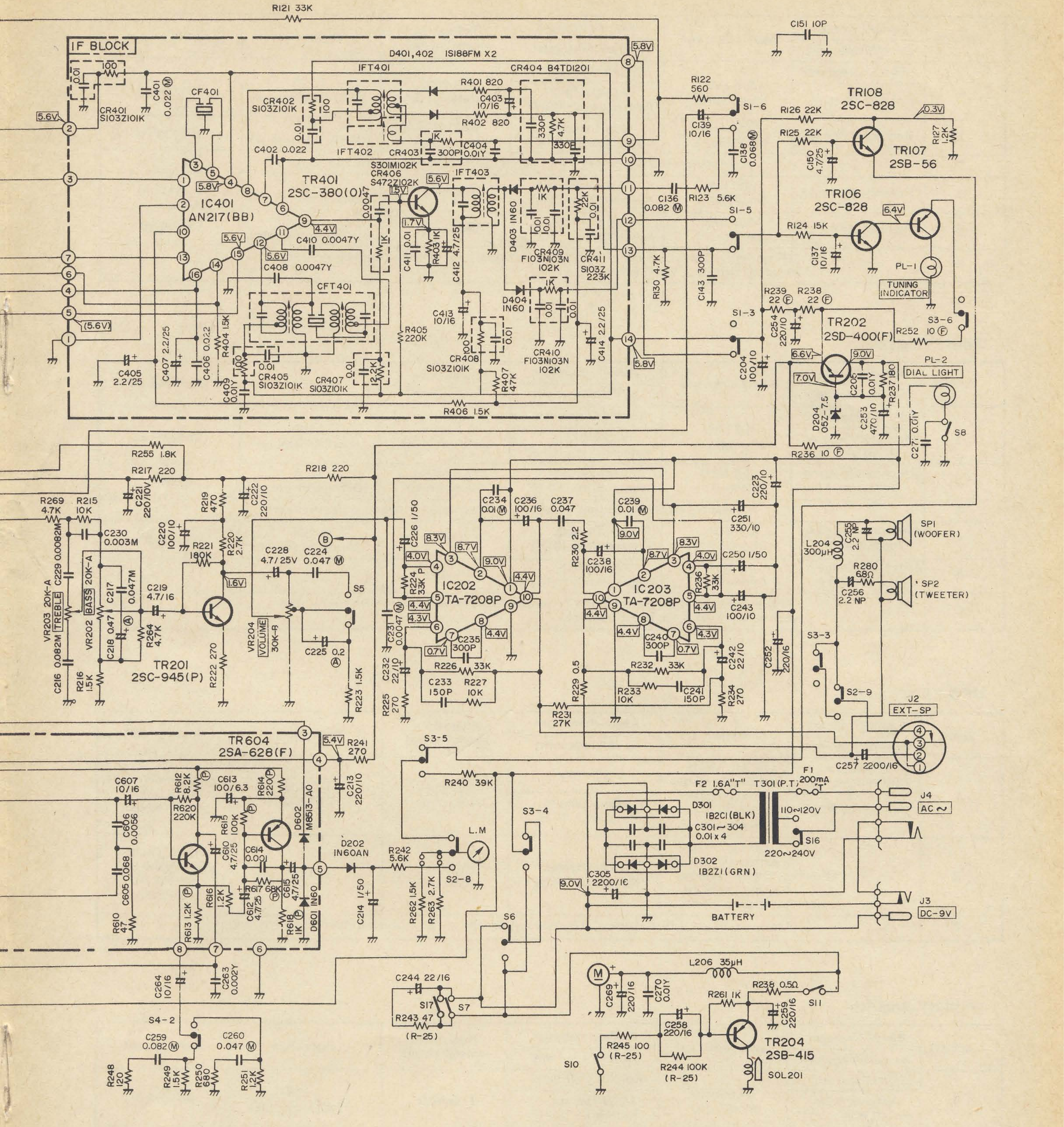
ANT .... Antenne
IF BLOCK .... ZF-Block
OSC UNIT .... HF-Generator
REC BLOCK .... Aufnahme-Block
DIAL LIGHT .... Skalenbeleuchtung
TUNING INDICATOR .... Abstimm-Anzeiger
RECORD LEVEL .... Aufnahmepegel
TREBLE .... Höhenregelung
BASS .... Baßregelung
VOLUME .... Lautstärke
WOOFER .... Tieftonlautsprecher

2. Andruckrollenandruck (3 ± 0,25) N
3. Aufwickeldrehmoment bei langsamem Vorlauf (0,5 ± 0,1) Ncm
4. Drehmomente schneller Vor- und Rücklauf (1 ± 0,1) Ncm
5. Stromaufnahme der mechanischen Baugruppe

Aufnahme/Wiedergabe (122 ± 20) mA
schneller Vorlauf (170 ± 40) mA
schneller Rücklauf (180 ± 40) mA

6. Senkrechtstellung des Kopfspaltes mit 8-kHz-Testband an Stellschraube des A/W-Kopfes auf größtes Maximum (es können Nebenmaxima auftreten)
7. Einstellung der Löschfrequenz an der Generatorspule. Dabei müssen sich bei Umschaltung von S_{13} folgende Löschfrequenzen einstellen:

Mitte:	51,0 kHz
„ . “	54,6 kHz
„ . . “	52,6 kHz



TWEETER .... Hochtonlautsprecher
EXT SP .... Buchse f. Außenlautsprecher
AC .... Netzanschluß
DC .... Gleichstromanschluß
BATTERY .... Batterie

Bild 2: Stromlaufplan des Radiorecorders AIWA TPR-300 A

8. Einstellung des Vormagnetisierungsstromes mit R_{201} auf 700 μA, bzw. 70 mV an R_{202} (mit L_{201} HF-Sperrkreis einstellen).

Erklärungen:

- Widerstand
- Kapazitätsdiode
- Z-Diode
- Glühlampe
- Masse
- L.M Aussteuerungsanzeige
- RPH A/W-Kopf
- EH Löschkopf

Alle Kondensatoren sind in µF angegeben, außer die mit einem „P" hinter der Maßzahl (z.B.100P). Das „Y" bedeutet Keramik.

MW-HF-Abgleich

Schritt	Signal-Erzeuger zu verbinden mit	Signal einst. auf	Abgleichanzeiger zu verbinden mit	Radioskala einstellen auf	abgleichen	einstellen auf
1	AM-HF-Generator Rahmen-Antenne	515 kHz (moduliert)	Röhren-Voltmeter AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	515 kHz (unteres Ende)	L110 (Oszillatorspule)	maximum
2	Rahmen-Antenne	1650 kHz (moduliert)	AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	1650 kHz (oberes Ende)	TC-7 (Oszillatortrimmer)	maximum
3	Wiederholen Sie die Stufen 1 und 2, um den Frequenz-Abstand zu erhalten.					
4	Rahmen-Antenne	600 kHz (moduliert)	AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	600 kHz	L107 (Antennentrimmer)	maximum
5	Rahmen-Antenne	1400 kHz (moduliert)	AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	1400 kHz	TC-4 (Antennentrimmer)	maximum
6	(Wiederholen Sie die Schritte 4 und 5, um den Abgleichfehler zu minimieren – und ebenfalls Schritt 3, wenn erforderlich					

KW-HF-Abgleich

Schritt	Signal-Erzeuger zu verbinden mit	Signal einst. auf	Abgleichanzeiger zu verbinden mit	Radioskala einstellen auf	abgleichen	einstellen auf
1	AM-HF-Generator Antennen-Eingang (KW-INPUT)	5,7 MHz (moduliert)	Röhren-Voltmeter AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	5,7 MHz (unteres Ende)	L109 (Oszillatorspule)	maximum
2	Antennen-Eingang (KW-INPUT)	18,5 MHz (moduliert)	AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	18,5 MHz (oberes Ende)	TC-6 (Oszillatortrimmer)	maximum
3	(Wiederholen Sie die Stufen 1 und 2, um den Frequenz-Abstand zu erhalten)					
4	Antennen-Eingang (KW-INPUT)	5,9 MHz (moduliert)	AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	5,9 MHz	L106 (Antennenspule)	maximum
5	Antennen-Eingang (KW-INPUT)	18 MHz (moduliert)	AM-Demod. Ausgangskreis (SI-6)	18 MHz	–	–
6	(Wiederholen Sie die Schritte 4 und 5, um die Abgleichfehler zu minimieren – und ebenfalls Schritt 3, wenn erforderlich)					

UKW-ZF-Abgleich

Schritt	Signal-Erzeuger zu verbinden mit	Signal einst. auf	Abgleichanzeiger zu verbinden mit	Radioskala einstellen auf	abgleichen	einstellen auf
1	UKW-ZF-Wobbelgenerator Prüfpunkt PT-1	ca. 10,7 MHz (entsprechend der Mittenfrequenz UKW-ZF-Keramikfilters)	Oszillograph UKW-Demod. Ratiokreis (SI-6)	Maximal-frequenz	IFT401 IFT402	max. symmetrische Wiedergabe gleiche Höhen
2	Prüfpunkt TP-1	ca. 10,7 MHz (entsprechend der Mittenfrequenz des UKW-ZF-Keramikfilters)	UKW-Demod. Ratiokreis (SI-6)	Maximal-frequenz	IFT101	symmetrische Wiedergabe eingestellt auf 10,7 MHz
3	(Wiederholen Sie Schritt 1 und 2, um eine ausgeglichene "S"-Kurven-Linearität zu erhalten.)					

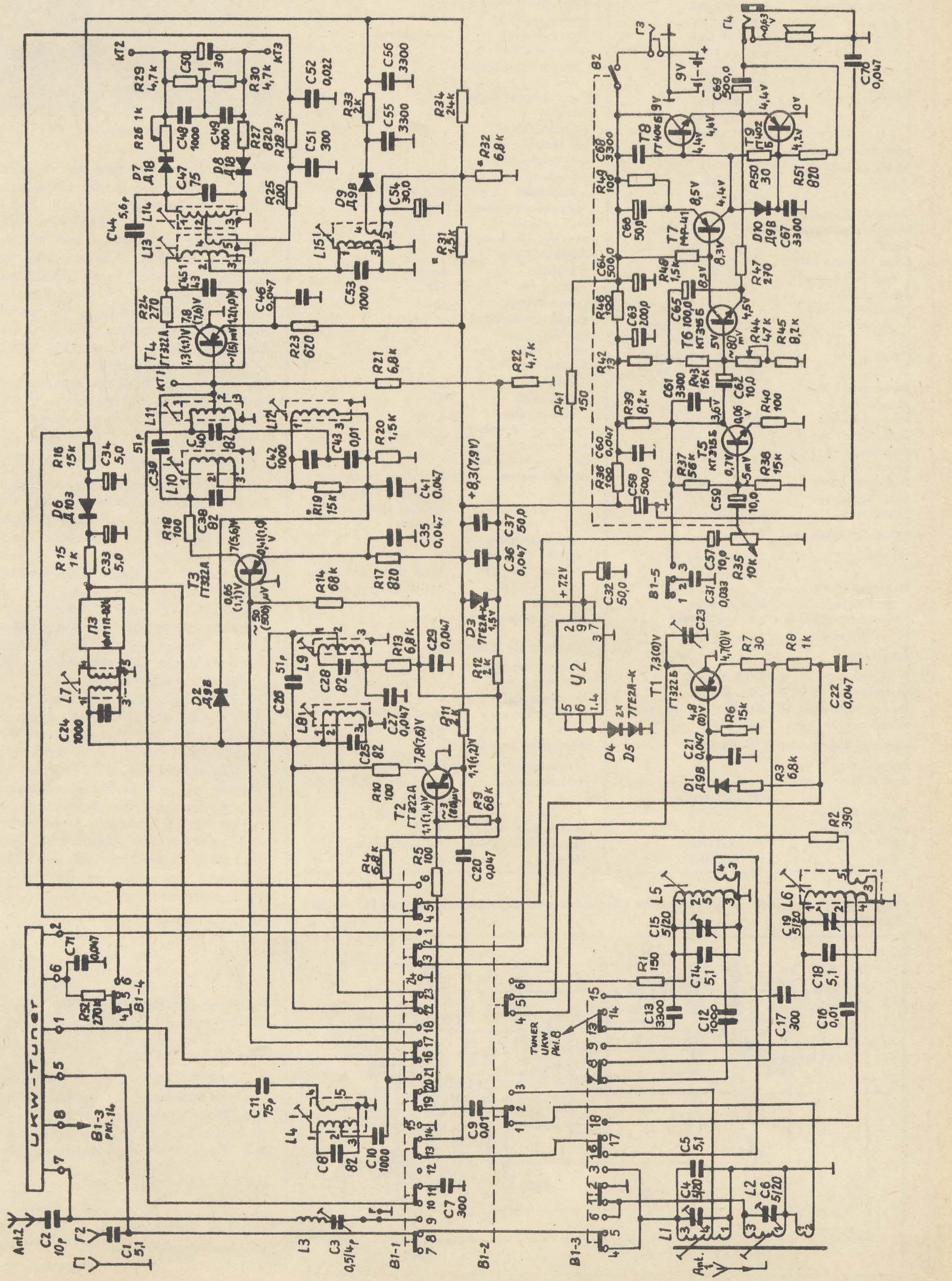
UKW-HF-Abgleich

Schritt	Signal-Erzeuger zu verbinden mit	Signal einst. auf	Abgleichanzeiger zu verbinden mit	Radioskala einstellen auf	abgleichen	einstellen auf
1	UKW-Generator Antennen-Eingang (UKW-INPUT)	87,5 MHz (moduliert)	Röhren-Voltmeter UKW-Demod. Ratiokreis (SI-6)	87,5 MHz	L103 (Oszillatorspule)	maximum
2	Antennen-Eingang (UKW-INPUT)	104 MHz (moduliert)	UKW-Demod. Ratiokreis (SI-6)	104 MHz	TC-3 (Oszillatortrimmer)	maximum
3	(Wiederholen Sie die Schritte 1 und 2, um den Frequenzabstand zu erhalten)					
4	Antennen-Eingang (UKW-INPUT)	87,5 MHz (moduliert)	UKW-Demod. Ratiokreis (SI-6)	87,5 MHz	L101 (Antennenspule)	maximum
5	Antennen-Eingang (UKW-INPUT)	87,5 MHz (moduliert)	UKW-Demod. Ratiokreis (SI-6)	87,5 MHz	L102 (Zwischenkreisspule)	maximum
6	Antennen-Eingang (UKW-INPUT)	104 MHz (moduliert)	UKW-Demod. Ratiokreis (SI-6)	104 MHz	TC-1, TC-2 (Antennentrimmer) (Zwischenkreistrimmer)	maximum
7	(Wiederholen Sie die Schritte 4 und 5,6 un den Abgleichfehler zu minimieren – und ebenfalls Schritt 3, Wenn erforderlich)					

Kofferempfänger Sokol 308

Dieser UKW-Tuner gehört zu dem Schaltbild des sowjetischen Kofferempfängers Sokol 308 auf der Seite 375

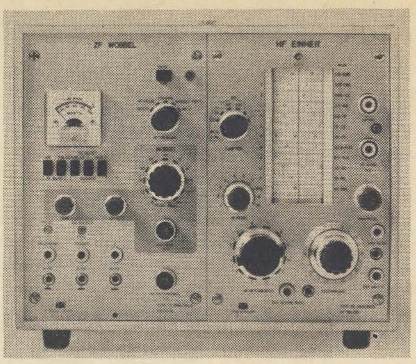
Der aus der Sowjetunion importierte, verhältnismäßig kleine Kofferempfänger Sokol 308 empfängt in den Wellenbereichen UKW, KW, MW. Die Stromversorgung erfolgt mit zwei 3-R-12-Batterien. Seine Ausgangsleistung beträgt 0,3 W. Einen Testbericht über dieses Gerät veröffentlichten wir bereits im Heft 2 (1979) S. 125. Hier bringen wir den Stromlaufplan des Sokol 308. Die Schaltung des UKW-Tuners haben wir aus Platzgründen auf Seite 376 angeordnet.



Rundfunkkomplex Meßplatz Radiotester II

Technische Daten

Einschub HF-Einheit TR-0605/R 001	
Frequenzbereich	100 kHz...108 MHz
Aufteilung Bänder 1 bis 9 AM	0,1...0,29 MHz 0,29...0,82 MHz 0,82...2,3 MHz 2,3...6,6 MHz 6,6...19 MHz 19...29 MHz 29...45 MHz 0,42...0,52 MHz 10...11,5 MHz
Aufteilung Bänder 10 bis 12 AM/FM	45...60 MHz 60...80 MHz 80...108 MHz
Frequenzgenauigkeit in jedem beliebigen Band	≦ ± 1 %
mit internem oder externem Signal	≦ ± 0,1 %
HF-Ausgang	
Modulationsarten	
interne AM	mit 1 kHz Sinussignal in allen Bändern
interne FM	mit 1 kHz Sinussignal in den Bändern 10 bis 12
Frequenzeinschub	± 25 Hz...± 5 kHz
externe AM	
Frequenzbereich	50 Hz...15 kHz
mod. Signal bei mod. Tiefe von 30 %	1 V (eff)
externe FM	
Frequenzbereich	50 Hz...15 kHz
mod. Signal bei 25 kHz Hub	1 V (eff)
Eich-Quarz-Generator	
Frequenz	0,25 MHz und 2,5 MHz $\pm 5 \cdot 10^{-4}$
Eichungsbereich	
mit 0,25-MHz-Quarz	0,25...10 MHz
mit 2,5-MHz-Quarz	2,5...108/110 MHz
Frequenzmessung	0,10...108 MHz
NF-Oszillator	
Frequenz	1 kHz ± 30 Hz
Verzerrung	max. ± 1,5 %
Ausgangsspannung	0...1 V, stetig regelbar
Ausgangswiderstand	max. 1 kΩ
Einschub Wobblereinheit TR-0954/W 018	
Eingangssignal (aus HF-Einschub)	unmod. HF-Signal zur Markenerzeugung
Frequenzbereich des HF-Signals	
AM	400...500 kHz
FM	10...11,4 MHz
Amplitude	min. 50 mV (eff) max. 2 V (eff)
Eingangswiderstand	75 Ω
Speisespannung	6,3 V ± 10 % 50 Hz
Stromaufnahme	max. 200 mA
Ausgangssignal	
gewobbeltes Signal AM	400...500 kHz
gewobbeltes Signal FM	10...11,4 MHz
Sägezahnsignal zur Ablenkung des Oszillografen	
Frequenz	25 Hz einstellbar
Amplitude	0...1,6 V einstellbar
Ausgangswiderstand	10 kΩ
Triggersignal während Rücklauf Sägezahnsignal	
Polarität	positiv
Amplitude	TTL
Impulsdauer	15 ms
Ausgangswiderstand	10 kΩ
Markenimpuls während Dauer der Austastmarke	
Polarität	positiv
Amplitude	TTL
Impulsdauer	1 ms
Ausgangswiderstand	10 kΩ
Markenerzeugung (additive Methode)	
Markenfrequenz	Übereinstimmung mit Eingangs-HF-Signal, Wert an HF-Einheit ablesbar
Markendämpfung	6 dB
Markenerzeugung (Austastmethode)	durch Unterbrechung des Wobbelsignals
Dauer der Unterbrechung	1 ms
Elektronisches Meßinstrument	
Messung der externen Modulationskennwerte des HF-Generators	Modulationstiefe HF-Pegel
Allgemeine Angaben	
Betriebsdauer	Dauerbetrieb
Netzspannung	110 V, 127 V, 220 V, 240 V ± 10 % 50 Hz, 60 Hz
Leistungsaufnahme	40 VA
Abmessungen in mm	309 × 221 × 295
Masse	≈ 4,5 kg



Radiotester II aus der Ungarischen VR

Im besonderen Interesse der Anwender in der DDR wurde in der Ungarischen VR ein Radiotester entwickelt, der für die Reparatur von AM-FM-Rundfunkempfängern geeignet ist und mit dem auch industrielle, kommerzielle und Amateur-Sendeempfänger geprüft werden können. Ab IV. Quartal 1980 soll dieses neue Rundfunktestgerät vom VEB Maschinenbauhandel Berlin, Abt. Elektronische Meßgeräte erhältlich sein (s. a. unseren Messebericht).

Der Radiotester II mit der Typenbezeichnung TR-0626/R 057 besteht aus den folgenden beiden Einschubeinheiten:

HF-Einheit	TR-0605/R 001
ZF-Wobblereinheit	TR-0954/W 018.

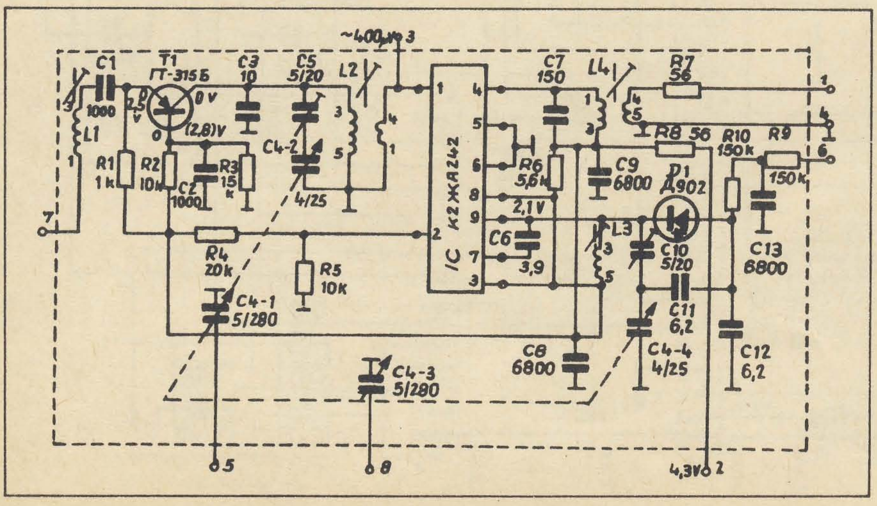
Die erste Einschubeinheit erzeugt amplituden- und frequenzmodulierte Prüfsignale, mit denen HF- und ZF-Schaltungen geprüft und gemessen werden können. Für die Prüfung von ZF-Bereichen besitzt das Gerät zwei stark gedehnte Bänder von 0,4...0,5 MHz und von 10...11,4 MHz. Als Modulationssignal dient ein intern erzeugtes 1-kHz-Signal. Genaue Einstellung der Signalfrequenzen wird durch Quarzgeneratoren 0,25 bis 2,5 MHz gewährleistet.

Die ZF-Wobbler-Einschubeinheit erzeugt mit den von der HF-Einheit erhaltenen Signalen ein mit Marken versehenes gewobbeltes Signal, das auf einem Oszillografenschirm die Prüfung der Übertragung von ZF-Stufen ermöglicht. Das gleichzeitige Sichtbarmachen von Marke und gewobbeltem Signal erfolgt nach additiver oder Austastmethode.

Die ZF-Wobblereinheit ist das Meßinstrument des gesamten Gerätes und der Speisespannungsversorger.

*

Dieser UKW-Tuner gehört zu dem Schaltbild des sowjetischen Kofferempfängers Sokol 308 auf der Seite 375



Brummen der Stummschaltung (RK 7 sensit)

Ursache

Beim RK 7 sensit tritt beim Sendersuchlauf ein Brummen auf, das bei geringer Lautstärke besonders störend ist. Das Brummen entsteht auf der Zuleitung zu den Stummschaltungstransistoren.

Beseitigung

C_{202} wird vom Tastensatz entfernt und zwischen die Lötpunkte 31 und 35 der NF-Vorstufenplatte gelötet.

Matthias Krutz

Schichtwiderstände Baureihe 23

Ing. BERNFRIED FALK

Mitteilung aus dem VEB Elektronische Bauelemente Teltow

Mit der Produktionsaufnahme von Schichtwiderständen der Baureihe (BR) 23 wurde im VEB Elektronische Bauelemente Teltow die Basis für neue Generationen von festen Schichtwiderständen geschaffen. Schichtwiderstände der BR 23 lösen vorerst die ehemaligen Metallschichtwiderstände der BR 11 (TGL 14 133) und BR 250 TK (TGL 8728/02) ab.

Da bei der BR 23 verschiedene Beschichtungstechnologien bzw. Beschichtungsmaterialien angewandt werden, kann man nicht von einem Metallschichtwiderstand sprechen, deshalb wurde auch die allgemeine Bezeichnung „Schichtwiderstand BR 23" standardisiert. Die technischen Forderungen an diese Bauelemente sind im Fachbereich-Standard TGL 36 521 enthalten.

Mit Einführung der BR 23 wurde ein neuer Kennzeichnungsschlüssel erforderlich. Die Kennzeichnung von festen Schichtwiderständen wird in einer der nächsten Bauelementeinformationen veröffentlicht werden.

Bei der BR 23 handelt es sich um Schichtwiderstände in bekappter Ausführung mit axialen Anschlußdrähten, die sich durch kleine Temperaturkoeffizienten, enge Nennwiderstandstoleranzen, hohe zeitliche Konstanz des Widerstandswertes und eine gute Klimafestigkeit auszeichnen. Diese Schichtwiderstände werden zur Zeit in sechs verschiedenen Nenngrößen mit Nennverlustleistungen von 0,2...1,4 W gefertigt. Für Einsatzbedingungen, bei denen geringe Anforderungen an das Driftverhalten der Bauelemente gestellt werden, können diese Nennverlustleistungen erhöht werden (s. Klammerwerte Tafel 1 und Verlustleistungskurve A Bild 2).

Aus dem Maßbild (Bild 1) und der Tafel 1 können die geometrischen Abmessungen der einzelnen Nenngrößen entnommen werden. In der Tafel 2 ist eine Übersicht über die lieferbaren Nenngrößen mit entsprechender Zuordnung der Nennwiderstände, des Temperaturkoeffizienten und der Nennwiderstandstoleranz dargestellt. Die Tafeln 3 bis 5 machen Aussagen über zulässige bleibende Änderungen des Gesamtwiderstandes bei den wichtigsten Prüfungen.

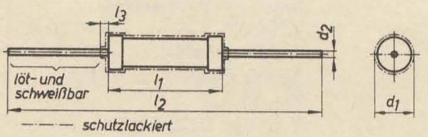


Bild 1: Maßbild
l_3 = maximale Bedeckung der Anschlußdrähte mit Schutzlack

Tafel 1: Technische Daten

Nenngröße	Nennverlust-leistung bei 70 °C in W	Grenz-spannung in V	geometrische Abmessungen in mm d_1	d_2 ±0,05	l_1	l_2 −2	l_3	minimal zulässiges Rastermaß
23.207	0,2 (0,3)	150	2,4 − 0,25	0,6	7,0 − 0,5	71	2	10
23.309	0,25 (0,35)	250	3,5 − 0,25	0,6	9,3 − 0,6	73	2	12,5
23.412	0,35 (0,5)	350	4,4 − 0,25	0,8	11,7 − 0,7	76	2	15
23.617	0,5 (0,8)	500	5,3 − 0,3	0,8	16,6 − 1	81	3	20
23.922	1 (1,5)	750	9,1 − 0,4	0,8	21,7 − 1	84	3	25
23.1132	1,4 (2,0)	750	11,4 − 0,5	0,8	31,7 − 1,6	94	3	35

Zuordnung der E-Reihen zur Nennwiderstandstoleranz

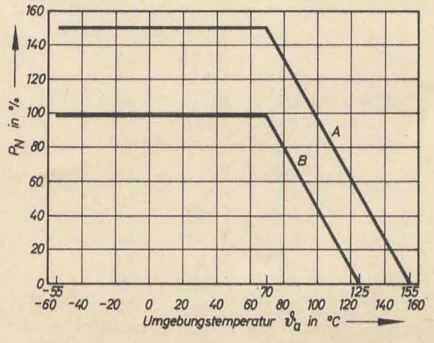
E 12 = ±10 %, E 24 = ±5 %, E 48 = ±2 %; ± 1 %; ±0,5 %

Bis 31. 12. 1981 ist auch die Reihe E 48 nach der zurückgezogenen TGL 4615/02 zulässig. Für Neuentwicklungen ist diese Reihe nicht mehr zugelassen.

Die Anwendung der E-Reihen erfolgt unter Berücksichtigung des RGW-Standards St-RGW 1076-78

Tafel 2: Lieferprogramm

Nenngröße	Nennwiderstände in Ω von	bis	Temperaturkoeffizient in 10^{-6}/K	Nennwiderstandstoleranz in ±%[1]) von	bis
				(0,5; 1; 2; 5; 10)	
23.207	1	< 24,9	±50; ±100; ±200	0,5	10
	24,9	100 k	±15; ±25; ±50; ±100; ±200	0,5	10
	> 100 k	220 k	±50; ±100; ±200 und +200...−300	0,5	10
	> 220 k	470 k	+200...−400	1	10
	> 470 k	560 k	+200...−600	1	10
23.309	1,5	< 24,9	±50; ±100; ±200	0,5	10
	24,9	330 k	±15; ±25; ±50; ±100; ±200	0,5	10
	> 330 k	510 k	±50; ±100; ±200 und +200...−300	0,5	10
	> 510 k	1 M	+200...−400	0,5	10
	> 1 M	1,2 M	+200...−600	1	10
23.412	0,33	< 24,9	±50; ±100; ±200	0,5	10
	24,9	510 k	±15; ±25; ±50; ±100; ±200	0,5	10
	> 510 k	1 M	±50; ±100; ±200 und +200...−300	0,5	10
	> 1 M	2,2 M	+200...−400	0,5	10
	> 2,2 M	3 M	+200...−600	1	10
23.617	1,5	< 24,9	±50; ±100; ±200	0,5	10
	24,9	1 M	±15; ±25; ±50; ±100; ±200	0,5	10
	> 1 M	3 M	±50; ±100; ±200 und +200...−300	0,5	10
	> 3 M	4,7 M	+200...−400	0,5	10
	> 4,7 M	5,6 M	+200...−600	1	10
23.922	1,5	< 24,9	±50; ±100; ±200	0,5	10
	24,9	1,5 M	±15; ±25; ±50; ±100; ±200	0,5	10
	> 1,5 M	5,6 M	±50; ±100; ±200 und +200...−300	0,5	10
	> 5,6 M	8,2 M	+200...−400	1	10
	> 8,2 M	10 M	+200...−600	1	10
23.1132	2,2	< 24,9	±50; ±100; ±200	0,5	10
	24,9	2,2 M	±15; ±25; ±50; ±100; ±200	0,5	10
	> 2,2 M	8,2 M	±50; ±100; ±200 und +200...−300	0,5	10
	> 8,2 M	12 M	+200...−400	1	10
	> 12 M	15 M	+200...−600	1	10



[1]) Kleinste Nennwiderstandstoleranz für $R_N \leq 10\ \Omega$ in Reihe E 48: ± 0,05 Ω

Prüfklasse: 55/155/21

Prüfausfallrate: $\lambda_{P0,6} \leq 1 \cdot 10^{-6}\ h^{-1}$

Betriebstemperaturbereich: −55...+155 °C

Bild 2: Verlustleistungskurve
Kurve A: Einsatzmöglichkeit mit höherer Verlustleistung
Kurve B: Einsatzmöglichkeit bei Forderung von hoher zeitlicher Konstanz

Aus der

Nachrichtentechnik Elektronik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 6 (1980)

■ **Kopplung von Mikrorechnern über ein gemeinsames, zeitgeteilt benutztes Bussystem**

Die Kopplung von Mikrorechnern über ein gemeinsames zeitgeteilt benutztes Bussystem und Probleme des Hardware-Aufbaus werden untersucht. Alle konkreten schaltungstechnischen Erläuterungen und Berechnungen beziehen sich auf den Mikroprozessor INTEL 8080.

■ **Durchsatzanalyse von Multiprozessorsystemen**

Es wird ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen dem Durchsatz eines Multiprozessorsystems und ausgewählten Parametern abgeleitet. Es zeigt sich, daß der Durchsatz des Multiprozessorsystems nicht monoton mit der Anzahl von Prozessoren wächst.

■ **Funktionelle Gestaltung von Computern**

Davon ausgehend, daß bei der automatischen Informationsverarbeitung jeweils funktionelle Ebenen üblich sind, in denen durch die zugehörige Steuerung aus einer Eingabemenge jeweils ein aktives Element ausgewählt und zur Verarbeitung gegeben wird, und daß dieser Fakt zur Beschreibung sowie als Richtlinie beim Entwurf von Computern herangezogen werden kann, werden die allgemeinen funktionellen Zuordnungen, Beschreibungsmöglichkeiten und Gesichtspunkte beim Systementwurf erläutert.

■ **Hierarchische Gestaltung einer Rechnersimulation**

Die auf der funktionellen Wirkungsweise eines Systems basierende Beschreibungsform läßt sich so in eine Hierarchie ordnen, daß in jedem Verarbeitungsniveau vom Wesen her gleichartige Prozesse ablaufen. So wie auf der Programmebene werden auch auf der Befehlsebene nacheinander die jeweils aktuellen Mikrobefehle bereitgestellt und abgearbeitet. Diese programmtechnische Nachbildung der funktionellen Hierarchie eines Systems wird beschrieben.

■ **Programmierbarer Ringzähler auf der Basis von integrierten Schaltkreisen des Typs D 195 C**

■ **Experimentelle Untersuchung der Verkopplung magnetostatischer Resonatoren mit dem Mikrowellenfeld einer Schlitzleitung**

■ **Methode zur Lösung der transzendenten Gleichung des Dielektrizitätskonstanten-Meßverfahrens nach A. von Hippel**

■ **Untersuchung der Ankopplung magnetostatischer Resonatoren an Microstripstrukturen**

■ **Experimenteller Qualitätsnachweis für die Entwicklung neuer elektrischer Verbindungen**

■ **Das postgraduale Studium Mikroprozessortechnik**

■ **Konferenz über optische Nachrichtenübertragung**

■ **Der VEB Carl Zeiss JENA auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1980**

Tafel 3: Zulässige bleibende Änderungen des Gesamtwiderstandes bei der Prüfung Dauerhaftigkeit

Nenngröße	Nennwiderstände in Ω von	bis	Dauerhaftigkeit I[1] in ± %
23.207	1	10 k	1 (3)
	> 10 k	100 k	1,5 (4,5)
	> 100 k	220 k	2 (6)[2]
	> 220 k	560 k	3 (6)[2]
23.309	1,5	22 k	1 (3)
	> 22 k	330 k	1,5 (4,5)[3]
	> 330 k	510 k	2 (4,5)[3]
	> 510 k	1,2 M	3 (4,5)[3]
23.412	0,33	47 k	1 (3)
	> 47 k	510 k	1,5 (4,5)
	> 510 k	1 M	2 (4,5)
	> 1 M	3 M	3 (4,5)
23.617	1,5	100 k	1 (3)
	> 100 k	1 M	1,5 (4,5)[5]
	> 1 M	3 M	2 (4,5)[5]
	> 3 M	5,6 M	3 (4,5)[5]
23.922	1,5	220 k	1 (3)
	> 220 k	1,5 M	1,5 (4,5)[6]
	> 1,5 M	5,6 M	2 (4,5)[6]
	> 5,6 M	10 M	3 (4,5)[6]
23.1132	2,2	100 k	1 (1)
	> 100	330 k	1 (3)
	> 300 k	2,2 M	1,5 (4,5)[7]
	> 2,2 M	8,2 M	2 (4,5)[7]
	> 8,2 M	15 M	3 (4,5)[7]

Die Angabe der Nennwiderstände erfolgt in Ω
k = Kilo (10^3)
M = Mega (10^6)

[1]) Zulässige bleibende Änderungen des Gesamtwiderstandes nach Dauerhaftigkeit I
= Verlustleistungskurve B (siehe Bild1)
( ) nach Dauerhaftigkeit II
= Verlustleistungskurve A (siehe Bild 1 und Klammerwerte der Tafel 1)

[2]) nur bis R_{Krit} = 112,5 kΩ
[3]) nur bis R_{Krit} = 250 kΩ
[4]) nur bis R_{Krit} = 350 kΩ
[5]) nur bis R_{Krit} = 500 kΩ
[6]) nur bis R_{Krit} = 562,5 kΩ
[7]) nur bis R_{Krit} = 402 kΩ

bei der Prüfung der mechanischen Festigkeit	± 0,3 %
bei der Prüfung der mechanischen Festigkeit der Anschlußdrähte	± 0,3 %
bei der Prüfung der Lötbeständigkeit	± 0,3 %
durch kurzzeitige elektrische Überlastung	± 0,5 %

Zulässig bleibende Änderungen des Gesamtwiderstandes

durch feuchte Wärme konstante Temperatur
Werte wie Beanspruchung Dauerhaftigkeit I

Tafel 4: Zulässige bleibende Änderungen des Gesamtwiderstandes durch schnellen Temperaturwechsel

Nenngröße	Nennwiderstände in Ω von	bis	maximal zulässige Abweichungen in ± %
23.207	1	100 k	0,9
	> 100 k	560 k	1,8
23.309	1,5	330 k	0,9
	> 330 k	1,2 M	1,8
23.412	0,33	510 k	0,9
	> 510 k	3 M	1,8
23.617	1,5	1 M	0,9
	> 1 M	5,6 M	1,8
23.922	1,5 M	1,5 M	0,9
	> 1,5 M	10 M	1,8
23.1132	2,2	2,2 M	0,9
	> 2,2 M	15 M	1,8

Tafel 5: Zulässige bleibende Änderungen des Gesamtwiderstandes durch trockene Wärme

Nenngröße	Nennwiderstände in Ω von	bis	maximal zulässige Abweichungen in ± %
23.207	1	10 k	2
	> 10 k	47 k	3
	> 47 k	100 k	4
	> 100 k	560 k	6
23.309	1,5	22 k	2
	> 22 k	100 k	3
	> 100 k	330 k	4
	> 330 k	1,2 M	6
23.412	0,33	47 k	2
	> 47 k	220 k	3
	> 220 k	510 k	4
	> 510 k	3 M	6
23.617	1,5	100 k	2
	> 100 k	470 k	3
	> 470 k	1 M	4
	> 1 M	5,6 M	6
23.922	1,5	220 k	2
	> 220 k	1 M	3
	> 1 M	1,5 M	4
	> 1,5 M	10 M	6
23.1132	2,2	330 k	2
	> 330 k	1,5 M	3
	> 1,5 M	2,2 M	4
	> 2,2 M	15 M	6

Kennzeichnung:

Farbe des Oberflächenschutzes	graubeige
Farbe des Stempelaufdruckes	schwarz

die Angabe der Nennwiderstandstoleranz, des Herstellungsjahres und des Temperaturkoeffizienten erfolgt in kodierter Form

Bezeichnungsbeispiel[1])
fester Schichtwiderstand (SWF) 100 kΩ 2%
23.412 TK 50 TGL 36 521
mit Angabe der ZAK-Nr.:
Art-Nr. 137 71 16 512 327 403
Z.S.-Nr. 1000 5

[1]) es kann wahlweise die Benennung „fester Schichtwiderstand" oder die Kurzbezeichnung „SWF" angewendet werden

Nachr.-Elektroniker, Dipl.-Ing. (Entw. v. PCM, Schaltnetzt. u. a.) 36 J., tschech., engl. fließend, seit 5 J. im Ausland, ungek., sucht int. neue Tätigk., Whng. Bed. (2 Pers.), Gehaltsang. erb. Zuschr. an
TK 5840 DEWAG, 1054 Berlin

Biete Farbgenerator SPG 2-1
Zella-Mehlis.
Suche Oszi 201 o. 174 A
Zuschr. an
P 23 144 DEWAG, 8060 Dresden,
Postf. 1 000

Automatische Nullpunktkorrektur von Analogschaltungen

Dipl.-Ing. RALPH ALTMANN

Meß- und Prüfgeräte, die direkt in der Produktion eingesetzt werden, sollen möglichst keine Abgleichhandlungen erfordern. Deshalb wurde im Kombinat VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow, Betrieb Relais, für betriebsinterne Prüfgeräte ein Verfahren zur automatischen Korrektur von Nullpunktfehlern entwickelt. Das Verfahren läßt sich vorteilhaft bei allen üblichen Analogschaltungen mit Operationsverstärkern anwenden. Es wird in diesem Beitrag näher beschrieben.

Offset- und Driftspannungen bewirken bei Analogschaltungen Nullpunktfehler, die in den weitaus meisten Fällen nicht vernachlässigt werden können. Die Spannungen selbst sind dabei recht klein, Offsetspannungen haben maximal wenige Millivolt, Driftspannungen liegen im Mikrovoltbereich, sie werden aber ebenso wie die zu verarbeitenden Nutzspannungen verstärkt und können dadurch bei hohen Verstärkungen am Ausgang der Analogschaltung erhebliche Werte annehmen. Von besonderer Bedeutung ist dieser Nullpunktfehler bei Integratoren, da hier die Größe des Ausgangsfehlers nicht nur von der Offsetspannung, sondern auch von der Integrationszeit abhängt, besonders bei kleinen Nutzspannungen und längeren Integrationszeiten. Ein „Haltebetrieb", d. h. die Speicherung des Integrationsergebnisses im Integrator über eine gewisse Zeit durch Nullsetzen der Eingangsspannung, ist deshalb im allgemeinen nicht möglich.

Aus diesen Gründen enthalten praktisch alle Schaltungen und Geräte, bei denen es auf eine höhere Genauigkeit ankommt, Einrichtungen zur Nullpunktkorrektur. Die Korrektur muß oft noch manuell an Einstellern vorgenommen werden. Diese Korrektur des Nullpunktes hat aber entscheidende Nachteile:

- Die Korrektur kann nur bis zu einer gewissen, durch die Feinheit der Potentiometer bestimmten Genauigkeit erfolgen
- Drifterscheinungen machen ein ständiges Wiederholen der Korrektur notwendig, besonders nach dem Einschalten des Gerätes, wenn die Bauelemente ihre endgültige Betriebstemperatur noch nicht angenommen haben.

Deshalb geht der Trend seit längerem zum Einsatz automatisch arbeitender Verfahren der Nullpunktkorrektur.

Prinzipien der Nullpunktkorrektur

Allen Verfahren der automatischen Nullpunktkorrektur ist gemeinsam, daß für die Ausführung der Korrektur bestimmte Pausen im Meßablauf notwendig sind. In diesen Pausen wird der Eingang der betreffenden Schaltung normalerweise auf Nullpotential gelegt. Eine ausführliche Darstellung einiger Verfahren wird in [1] gegeben. Die meisten der dort vorgestellten Verfahren beruhen auf der Digitalisierung des Nullpunktfehlers, sie sind deshalb in ihrer Anwendung an einen vollständigen A-D-Umsetzer gebunden. Nur zwei Verfahren lassen sich auch für rein analoge Schaltungen verwenden. Es sind dies die analoge Speichermethode und die Methode der Nullpunktkorrektur durch Zweipunktregelung. Bei der analogen Speichermethode wird während der Korrekturzeit die Größe der Nullpunktabweichung in einen Abtast- und Haltekreis übernommen, dort gespeichert und während der Dauer des Meßvorganges auf den Kompensationspunkt für Nullpunktfehler gegeben. Diese Methode ist nicht für Nullpunktfehler von Komparatoren anwendbar.

Die zweite Methode erfordert einen Komparator mit Schalthysterese, der in der Korrekturphase die Richtung der Nullpunktabweichung anzeigt. Abhängig von dieser Richtung wird ein Kondensator aufgeladen oder entladen, dessen Spannung zur Korrektur des Nullpunktfehlers dient.

Während der Korrekturphase pendelt der Wert der Nullpunktabweichung ständig um Null herum, die Amplitude der Pendelung ist abhängig von der Komparator-Hysterese und von Auf- und Entladezeitkonstante des Kondensators. Diese Methode und ihre Verwendung in einem A-D-Wandler sind in [2] näher beschrieben. Beide Methoden sind für die Nullpunktkorrektur von Integratoren nicht geeignet.

Nullpunktkorrektur durch kontinuierliche Regelung

Wenn man die zu korrigierende Schaltung als Regelstrecke auffaßt, besteht das Problem darin, ein Eingangssignal so zu steuern, daß das Ausgangssignal der Schaltung immer null bleibt. Aus der Vielzahl der möglichen Regelstrecken werden im folgenden nur Verstärker und Integratoren betrachtet, diese werden auch am häufigsten angewendet.

Zur Bildung der Regelabweichung und als Regler eignet sich am besten ein Komparator, der im linearen Teil seiner Übertragungskennlinie, also als Verstärker, betrieben wird. Ein derartiger Komparator, der z. B. durch einen „offen", d. h. ohne Gegenkopplung betriebenen Operationsverstärker realisiert werden kann, reagiert durch seine hohe Verstärkung sehr empfindlich auf kleinste Nullpunktabweichnungen der Eingangsspannung (Bild 1). Viele Schaltungen enthalten bereits Komparatoren z. B. für die Digitalisierung der Analoginformation in A-D-Umsetzern, für die Gewinnung der Vorzeicheninformation oder von Steuersignalen.

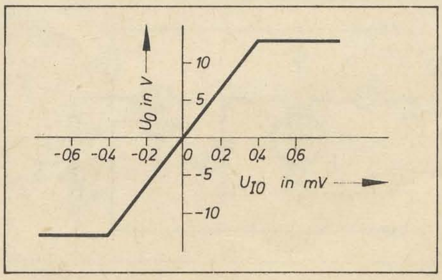


Bild 1: Übertragungskennlinie des Operationsverstärkers A 109 [3]

Diese Komparatoren können für die Nullpunktkorrektur der vorhergehenden Analogschaltungen mitbenutzt werden.

Allerdings bringt die Verwendung eines Komparators als Regler auch einige Probleme mit sich, einerseits wegen seiner hohen Verstärkung, andererseits bedingt die vorgegebene Regelkreisstruktur eine völlig unübliche Verfahrensweise bei der Optimierung des Regelkreises. Normalerweise wird für eine vorgegebene Regelstrecke ein Regler mit geeignetem Verhalten ausgesucht. Im vorliegenden Fall sind Regler und Regelstrecke vorgegeben, das Verhalten des vollständigen Regelkreises kann nur noch sehr beschränkt über Korrekturglieder beeinflußt werden.

Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild des Nullpunktkorrektur-Regelkreises. u_S ist der Sollwert, auf den sich die Ausgangsspannung u_A einstellen soll, im vorliegenden Fall ist $u_S = 0$. Das Halteglied hält die gefundene Korrekturspannung u_{K2} zwischen zwei Korrekturphasen, also während der eigentlichen Signalverarbeitung, fest. Außer der Korrekturspannung u_{K2} wirken auf die Regelstrecke noch die Eingangsspannung u_E und die Rauschspannung u_R ein. In u_E sind die Offsetspannung der Regelstrecke sowie die Offsetspannungen vorhergehender Schaltungsteile, die hier mitkorrigiert werden, zusammengefaßt. u_R umfaßt alle auftretenden Rauschspannungen, die normalerweise wegen ihrer Kleinheit uninteressant sind, hier aber vom Komparator hoch verstärkt werden und deshalb stark störend in Erscheinung treten.

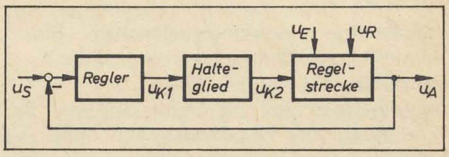


Bild 2: Nullpunktkorrektur-Regelkreis

Die Grundstruktur der schaltungstechnischen Realisierung des Regelkreises, mit einer etwas anderen Anordnung der Baugruppen, zeigt Bild 3. Die Regelabweichung wird im Komparator gebildet, der gleichzeitig als P-Regler dient. Da ein realer Komparator allerdings selbst eine Offsetspannung besitzt, bildet und verstärkt er nicht die Differenz seiner Eingangsspannung zu null, sondern zu eben dieser Offsetspannung. In Wahrheit wird also die Ausgangsspannung u_A nicht auf null, sondern auf die Offsetspannung des Komparators geregelt. Diese Offsetspannung ist aber relativ gering (< 5 mV für den B 109) und nahezu konstant (1...20 μV/K Driftspannung für integrierte Differenzverstärker nach [4]), sie kann mit der üblichen Methode der Offsetkorrektur eines Operationsverstärkers

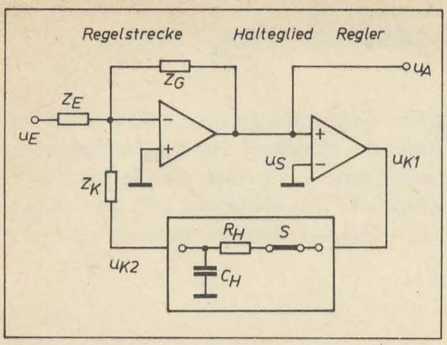


Bild 3: Operationsverstärkerschaltung mit Nullpunktkorrektur

oder schon durch Veränderung eines der in den Eingangsleitungen des Komparators liegenden Widerstände kompensiert werden. Bei Integratoren ist ohnehin der Anfangspegel der Integration meist nicht so wesentlich, wenn er nur genügend genau reproduziert werden kann. Der verbleibende Fehler ist unabhängig von der Regelstrecke, er wird also im Gegensatz zur Offsetspannung eines als Gleichspannungsverstärker arbeitenden Operationsverstärkers nicht mit verstärkt. Aus diesen Gründen wird die Offsetspannung des Komparators im folgenden mit null angenommen.

Der Innenaufbau des Haltegliedes ist nur prinzipiell skizziert. Schalter S trennt nach Beendigung der Korrekturphase den Regelkreis auf, damit bleibt der letzte Wert von u_{K2} bis zur nächsten Korrekturphase im Haltekondensator C_H gespeichert. Der Widerstand R_H ist technisch nicht vermeidbar, er repräsentiert u. a. den Ausgangswiderstand des Komparators und den verbleibenden Widerstand des Schalters S im Ein-Zustand, er ist aber auch für eine ordnungsgemäße Funktion der Schaltung unbedingt notwendig.

Grundgleichungen des Regelkreises

Für die Ausgangsspannung u_A nach Bild 3 läßt sich folgende Gleichung herleiten:

$$u_A = -\frac{Z_G}{Z_E} u_E - \frac{Z_G}{Z_K} u_{K2} \qquad (1)$$

Mit Hilfe dieser Gleichung kann nun das vollständige regelungstechnische Blockschaltbild des Nullpunktkorrektur-Regelkreises aufgestellt werden (Bild 4).

Im folgenden soll die mathematische Beschreibung des Regelkreises mit Hilfe der Laplace-Transformation vorgenommen werden, weil dadurch die Rechnung wesentlich einfacher und übersichtlicher wird. Alle Signale nach Bild 4 sind deshalb als Signale im Bildbereich U(p), also nach Laplace transformiert, zu verstehen. Zur Unterscheidung von den Originalsignalen im Zeitbereich u(t) werden sie mit Großbuchstaben bezeichnet.

F_1 und F_3 sind die Übertragungsfunktionen der Regelstrecke, also der zu korrigierenden Operationsverstärkerschaltung, je nachdem, ob sie vom Signal- oder vom Korrektureingang aus betrachtet wird. F_2 ist die Übertragungsfunktion des Haltegliedes:

$$F_2 = \frac{1}{1 + pT_2} = \frac{1}{1 + pR_H C_H} \qquad (2)$$

V = Verstärkung des Komparators

Unter Vernachlässigung des Sollwertes U_S, der vereinbarungsgemäß null sein soll, bestehen folgende Beziehungen zwischen den Signalen:

$$U_A = U_R + U_E F_1 + U_{K2} F_3 \qquad (3)$$

$$U_{K2} = U_{K1} F_2 = U_A V F_2 \qquad (4)$$

Daraus folgt

$$U_A = \frac{U_R + U_E F_1}{1 - VF_2F_3} \qquad (5)$$

Zur Beurteilung des Verhaltens des Regelkreises interessieren hauptsächlich die Abhängigkeit des Ausgangssignals U_A von dem Rauschsignal U_R und dem Eingangssignal U_E, das hier wie U_R als Störsignal auftritt, sowie der Einfluß der Rauschspannung auf das Korrektursignal U_{K2}.

Durch abwechselndes Nullsetzen der Signale U_R und U_E ergeben sich aus den Gln. (4) und (5) die Übertragungsfunktionen

$$F_{AE} = \frac{U_A}{U_E} = \frac{F_1}{1 - VF_2F_3} \qquad (6)$$

$$F_{AR} = \frac{U_A}{U_R} = \frac{1}{1 - VF_2F_3} \qquad (7)$$

$$F_{KR} = \frac{U_{K2}}{U_R} = \frac{VF_2}{1 - VF_2F_3} \qquad (8)$$

Die durch diese drei Gleichungen beschriebenen Abhängigkeiten sollen möglichst klein werden, gleichzeitig müssen aber Stabilität und ein befriedigendes dynamisches Verhalten gewährleistet sein.

Grenzen des mathematischen Modells

Die Modellierung des Regelkreises durch die Übertragungsfunktionen nach Bild 4 ist offensichtlich eine starke Vereinfachung, die den realen Verhältnissen nur annähernd gerecht wird. Der Komparator z. B. wurde als Proportionalglied mit der Verstärkung V angenommen. Außer der nichtlinearen Übertragungskennlinie bleiben dabei auch die begrenzte Anstiegszeit des Ausgangssignals (Slew-Rate) und eine gewisse Verzögerungszeit (Schaltzeit) unberücksichtigt. Auch im Halteglied werden außer R_H und C_H weitere Bauelemente verwendet, die Einfluß auf das Übertragungsverhalten haben, in der idealisierten Übertragungsfunktion F_2 aber nicht berücksichtigt sind. Wegen dieser Mängel ist es von vornherein unmöglich, aus den theoretischen Überlegungen gewonnene Ergebnisse uneingeschränkt auf die Praxis zu übertragen. Eine genaue Modellierung der realen Bedingungen würde aber den mathematischen Aufwand wesentlich erhöhen und hätte außerdem den Nachteil, zu sehr komplexen Lösungen zu führen, die schwer interpretierbar wären.

Ein sinnvolles Vorgehen in diesem wie auch in anderen Fällen der Schaltungsentwicklung besteht deshalb in der Einheit von Rechnung und Experiment. Wenn auch die Rechnung nicht sofort brauchbare Ergebnisse liefert, kann sie doch die Richtung bestimmen, in der experimentiert werden soll. Umgekehrt können experimentelle Ergebnisse zur Verbesserung des Modells und damit auch zum besseren Verständnis der Wirkungsweise beitragen. Letzten Endes bleibt das ausreichende theoretische Verständnis immer Voraussetzung für die nötige Sicherheit bei Dimensionierung und Einsatz einer Schaltung.

Realisierte Schaltung

Durch die hohe Verstärkung des Komparators von etwa 90 dB ist der Regelkreis nicht leicht beherrschbar, schon der Aufbau ist kritisch und muß nach HF-technischen Gesichtspunkten ausgeführt werden. Die hohe Verstärkung innerhalb des Regelkreises hat den Vorteil einer hohen Regelgenauigkeit, d. h. einer kleinen Regelabweichung, wirkt aber gleichzeitig destabilisierend. In der Regelungstechnik ist dieser Zwiespalt zwischen Stabilität und Genauigkeit bekannt, er wird meistens durch eine Verminderung der Verstärkung gelöst. Dieser Weg war hier verschlossen, da in Analogschaltungen bereits vorhandene Komparatoren ohne Einschränkung ihrer Funktion für die Nullpunktkorrektur mit verwendet werden sollten. Es blieb nur die Möglichkeit, die Übertragungsfunktionen F_2 und hauptsächlich F_3 so zu gestalten, daß sie stabilisierend wirken. Dazu wurden mehr als ein Dutzend verschiedener Varianten durchgerechnet und etwa die Hälfte davon auch praktisch mit unterschiedlichen Dimensionierungen erprobt.

Halteglied

Bild 5 zeigt die schaltungstechnische Realisierung. Der Feldeffekttransistor T_1 dient als Schalter zur Auftrennung des Regelkreises nach beendeter Nullpunktkorrektur, also in der Haltephase. Der hohe Eingangswiderstand von T_2 gewährleistet eine lange Haltezeit der Spannung, auf die C_H aufgeladen wurde. Die Spannung an Source von T_2 liegt um etwa dessen Schwellspannung über der Gatespannung u_C, was eine gewisse Schwierigkeit der Dimensionierung mit sich bringt. Für den MOSFET SMY 50 ist laut Datenblatt eine maximale Bulk-Source-Spannung von 15 V zugelassen. Da das Substrat von T_1 an der positiven Versorgungsspannung liegt, die hier mit +13 V angenommen wurde, muß zur Einhaltung dieser Bedingung die Spannung am Haltekondensator $u_C \geq -2$ V sein. Wenn für die Ausregelung aller Störspannungen mit einer gewissen Sicherheit ein notwendiger Spannungshub von 5 V angenommen wird, liegt der Mittelwert von u_C bei etwa +0,5 V, der

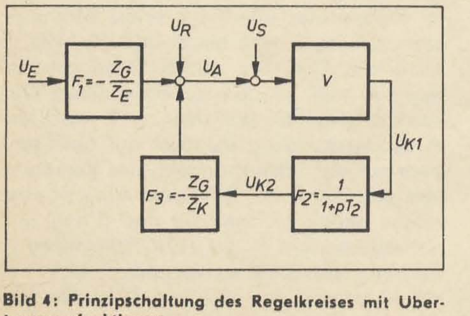


Bild 4: Prinzipschaltung des Regelkreises mit Übertragungsfunktionen

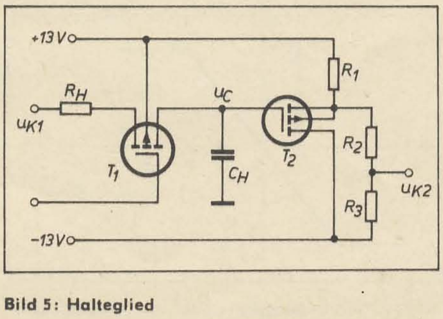


Bild 5: Halteglied

Mittelwert der Sourcespannung von T_2 also bei $+4{,}5$ V, wenn T_2 beispielsweise eine Schwellspannung von 4 V hat. Der Mittelwert der Korrekturspannung muß jedoch immer null sein, da mit der Regelung positive und negative Offsetspannungen gleichermaßen kompensiert werden sollen. Deshalb ist der Spannungsteiler aus den Widerständen R_2 und R_3 notwendig. Er setzt den Pegel entsprechend herab, ohne den Spannungshub wesentlich zu verändern.

Nullpunktkorrektur eines Integrators

Bild 6 zeigt das vollständige Schaltbild eines Integrators mit der zugehörigen Nullpunktkorrektur. Für die Impedanz Z_K nach Bild 3 wurde die Parallelschaltung eines Widerstandes R_K und eines Kondensators C_K gewählt. Diese Anordnung hat proportional-differenzierendes Verhalten. In der Schaltung nach Bild 6 liegt C_K nicht direkt parallel zu R_K, sondern ist mit Source von T_2 verbunden. Das ist möglich, weil sich die Wechselspannungsanteile von u_{K2} und der Sourcespannung nur in der Amplitude unterscheiden. Es ist auch vorteilhaft, weil der Quellwiderstand des Signals an Source von T_2 geringer ist als zwischen R_2 und R_3, er kann deshalb bei der Bildung der Übertragungsfunktion eher vernachlässigt werden.

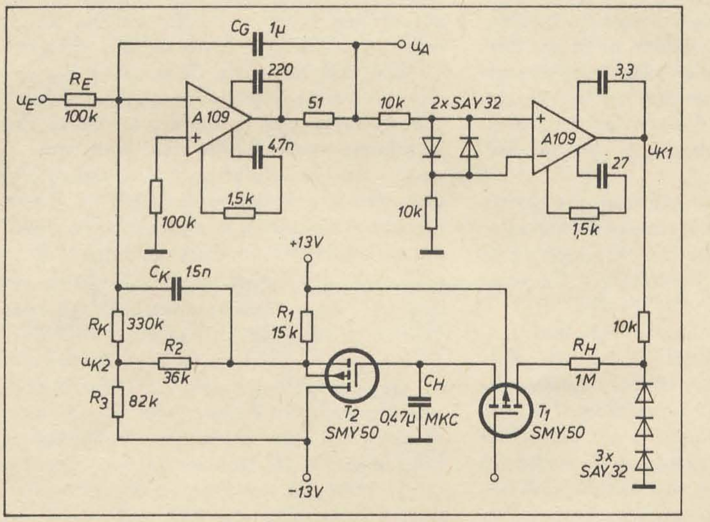


Bild 6: Integrator mit Nullpunktkorrektur

Die Frequenzgangkorrektur des Komparators wurde etwas stärker bemessen, als das für den offen betriebenen Operationsverstärker eigentlich nötig wäre, um mit Sicherheit ein stabiles Arbeiten zu gewährleisten.

Die drei gegen Masse geschalteten Dioden SAY 32 verhindern, daß die Spannung an C_H unter -2 V absinkt und damit die zulässige Grenze für die Bulk-Source-Spannung von T_1 überschritten wird.

In der Schaltungsvariante nach Bild 6 gilt für die Impedanzen nach Bild 3 (Schreibweise als Operator-Impedanzen)

$$Z_E = R_E \tag{9}$$

$$Z_G = \frac{1}{pC_G} \tag{10}$$

$$Z_K = R_K || C_K = \frac{R_K}{1 + pR_KC_K} \tag{11}$$

Damit ergeben sich für die Übertragungsfunktionen F_1 und F_3 nach Bild 4

$$F_1 = -\frac{Z_G}{Z_E} = -\frac{1}{pT_1} \tag{12}$$

mit $T_1 = R_EC_G$

$$F_3 = -\frac{Z_G}{Z_K} = -k\left(1 + \frac{1}{pT_3}\right) \tag{13}$$

mit $k = \frac{C_K}{C_G}$, $T_3 = R_KC_K$

Aus diesen beiden Gleichungen und den Gln. (2), (6), (7) und (8) ergeben sich schließlich die endgültigen Störübertragungsfunktionen

$$F_{AE} = \frac{U_A}{U_E} = -\frac{T_3}{kT_1V}\,\frac{1 + pT_2}{1 + pT_3\left(1 + \frac{1}{kV}\right) + p^2\frac{T_2T_3}{kV}} \tag{14}$$

$$F_{AR} = \frac{U_A}{U_R} = \frac{T_3}{kV}\,\frac{p(1 + pT_2)}{1 + pT_3\left(1 + \frac{1}{kV}\right) + p^2\frac{T_2T_3}{kV}} \tag{15}$$

$$F_{KR} = \frac{U_{K2}}{U_R} = \frac{T_3}{k}\,\frac{p}{1 + pT_3\left(1 + \frac{1}{kV}\right) + p^2\frac{T_2T_3}{kV}} \tag{16}$$

Einfluß der Rauschspannung

Der Einfluß der Rauschspannung auf die Korrekturspannung u_{K2} hat eine besondere Bedeutung. Im Bild 7 ist der Verlauf von u_{K2} mit überlagerter Rauschspannung dargestellt. Bis zum Zeitpunkt t_1 hat die Rauschspannung praktisch keinen Einfluß auf die Ausgangsspannung u_A, theoretisch wird sie sogar ihrer Ursache u_R entgegengerichtet auf den Summationspunkt geschaltet und bewirkt dadurch eine Verminderung des der Ausgangsspannung überlagerten Rauschens. Das läßt sich aus Gl. (15) ablesen, für den von der Frequenz unabhängigen Faktor T_3/kV gilt $T_3/kV \ll 1$. Das hat zur Folge, daß zumindest innerhalb eines großen Frequenzbereiches ebenfalls $|F_{AR}| < 1$ ist. Mit Beginn der Haltephase, zum Zeitpunkt t_1, sperrt jedoch der MOSFET T_1, dadurch bleibt der letzte Spannungswert im Haltekondensator C_H gespeichert. Je nach der Größe der Rauschspannung in diesem Moment ist dieser Wert zu hoch oder zu niedrig, dementsprechend wirkt während der Haltephase ein falscher Wert von u_{K2}.

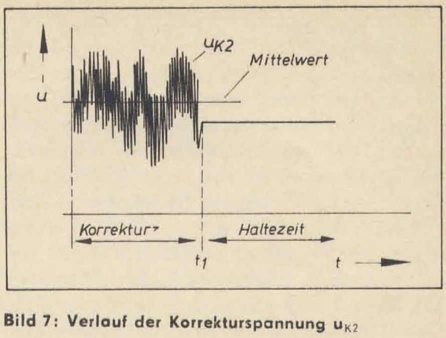


Bild 7: Verlauf der Korrekturspannung u_{K2}

Es besteht deshalb für die Auslegung des Regelkreises die zusätzliche Forderung nach einem möglichst geringen Rauschanteil von u_{K2}.

Die maximale Verstärkung u_{K2}/u_R, mit der eine gegebene Rauschspannung beliebiger Frequenz u_R auf u_{K2} übertragen wird, läßt sich mit Gl. (16) bestimmen. Dazu wird die Übertragungsfunktion $F_{KR}(p)$ mit $p = j\omega$ in die Frequenzgangfunktion $F_{KR}(j\omega)$ überführt. Auf bekannte Weise kann daraus die Verstärkung als Absolutbetrag

$$|F_{KR}(j\omega)| = \sqrt{\mathrm{Re}\{F_{KR}(j\omega)\}^2 + \mathrm{Im}\{F_{KR}(j\omega)\}^2}$$

bestimmt werden. Durch Nullsetzen der ersten Ableitung gewinnt man die Frequenz

$$\omega = \sqrt{\frac{kV}{T_2T_3}}$$

bei der $|F_{KR}(j\omega)|$ ein Maximum hat, und schließlich durch Einsetzen dieser Frequenz

$$|F_{KR}|_{max} = \frac{1}{k + \frac{1}{V}} \approx \frac{1}{k} \tag{17}$$

Die Größe dieses Terms ist allein von k, also bei gegebenem C_G von C_K abhängig. Eine kleine Rauschspannung kann bei einem großen Wert von k erwartet werden.

In der Praxis zeigt sich jedoch, daß die Rauschspannung durch T_2 weit mehr als durch k beeinflußbar ist. Es ist folgendes Verhalten feststellbar. Bei sehr kleinen Werten von T_2 ($R_H \to 0$) arbeitet die Schaltung stabil, jedoch mit einem so hohen Rauschanteil auf u_{K2}, daß die Korrektur während der Haltephase nur ungenügend ist. Bei Vergrößerung von T_2 wird das Rauschen stärker (bis zur Instabilität). Oberhalb einer gewissen Grenze nimmt das Rauschen jedoch weiter ab und erreicht bei sehr großem T_2 sehr kleine Werte.

Dieser scheinbare Widerspruch erklärt sich aus zusätzlichen Zeitverzögerungen innerhalb des Regelkreises, die in den Übertragungsfunktionen nicht berücksichtigt sind. Diese Zeitverzögerungen bewirken auch schon bei $T_2 = 0$ Phasenverschiebungen, die in Richtung zu höheren Rauschfrequenzen sehr schnell aus der Gegenkopplung im Summationspunkt eine Mitkopplung machen, also das Rauschen verstärken. Bei Vergrößerung von T_2 erhöht sich auch erst einmal die Phasenverschiebung und damit die Tendenz zur Mitkopplung. Erst bei sehr großen Werten von T_2 werden durch den Tiefpaß R_H, C_H praktisch alle vorkommenden Rauschfrequenzen so weit gedämpft, daß sie sich gar nicht mehr auf die Korrekturspannung auswirken können.

Stabilität

Aussagen zur Stabilität lassen sich aus der charakteristischen Gleichung, d. h. aus dem Nenner der Übertragungsfunktion (14), gewinnen. Ein System ist stabil, wenn die Nullstellen der charakteristischen Gleichung ausnahmslos einen negativen Realteil besitzen. Diese Bedingung ist bei einem Nenner zweiten Grades wie in Gl. (14) immer erfüllt, der Regelkreis müßte also immer stabil sein. Das widerspricht der Erfahrung. Der Grund liegt darin, daß bei Bildung der Übertragungsfunktion Gl. (14) kleinere Zeitverzögerungen vernachlässigt wurden. Wenn eine zusätzliche Zeitverzögerung T_V berücksichtigt wird, läßt sich zeigen, daß C_K zur Erfüllung der Stabilitätsbedingung eine gewisse Mindestgröße haben muß:

$$C_K \geqq \frac{T_V}{R_K}$$

Dieses Ergebnis wird auch von der Praxis bestätigt.

Regelabweichung

Die Regelabweichung stellt hier die bleibende Abweichung der Ausgangsspannung u_A vom Sollwert null bei einer plötzlichen Änderung der Eingangsspannung u_E um einen bestimmten Betrag (Einheitssprung) dar. Sie ergibt sich aus Gl. (14), wenn p gegen null geht.

$$\lim_{p \to 0} F_{AE}(p) = -\frac{T_3}{kT_1 V} = -\frac{R_K}{VR_E} \qquad (18)$$

Bei Gleichheit von R_K und R_E wird eine Eingangsspannung, dazu zählt außer der Offsetspannung vorhergehender Schaltungsteile auch die eigene Offsetspannung des Integrator-Operationsverstärkers, auf $1/V \approx 90$ dB gedämpft.

Nullpunktkorrektur eines Verstärkers

Ein Verstärker ergibt sich durch Einsetzen von rein ohmschen Widerständen R_E und R_G für die im Bild 3 dargestellten komplexen Widerstände Z_E und Z_G. Die Verstärkung ist dann

$$F_1 = -\frac{R_G}{R_E}$$

Für den Korrekturzweig hat sich die prinzipiell gleiche Struktur als günstig erwiesen, wie sie schon für den Integrator gefunden wurde. Damit ist

$$F_3 = -\frac{Z_G}{Z_K} = -\frac{R_G}{R_K}(1 + pR_K C_K)$$
$$= -\frac{R_G}{R_K}(1 + pT_3) \qquad (19)$$

Die Übertragungsfunktionen lauten dann

$$F_{AE} = -\frac{R_G}{R_E\left(1 + V\frac{R_G}{R_K}\right)} \cdot \frac{1 + pT_2}{1 + p\dfrac{T_2 + T_3 V\frac{R_G}{R_K}}{1 + V\frac{R_G}{R_K}}}$$

$$\approx -\frac{R_K}{R_E V}\,\frac{1 + pT_2}{1 + p\left(T_3 + \frac{T_2 R_K}{VR_G}\right)} \qquad (20)$$

$$F_{AR} \approx \frac{R_K}{VR_G}\,\frac{1 + pT_2}{1 + p\left(T_3 + \frac{T_2 R_K}{VR_G}\right)} \qquad (21)$$

$$F_{KR} \approx \frac{R_K}{R_G}\,\frac{1}{1 + p\left(T_3 + \frac{T_2 R_K}{VR_G}\right)} \qquad (22)$$

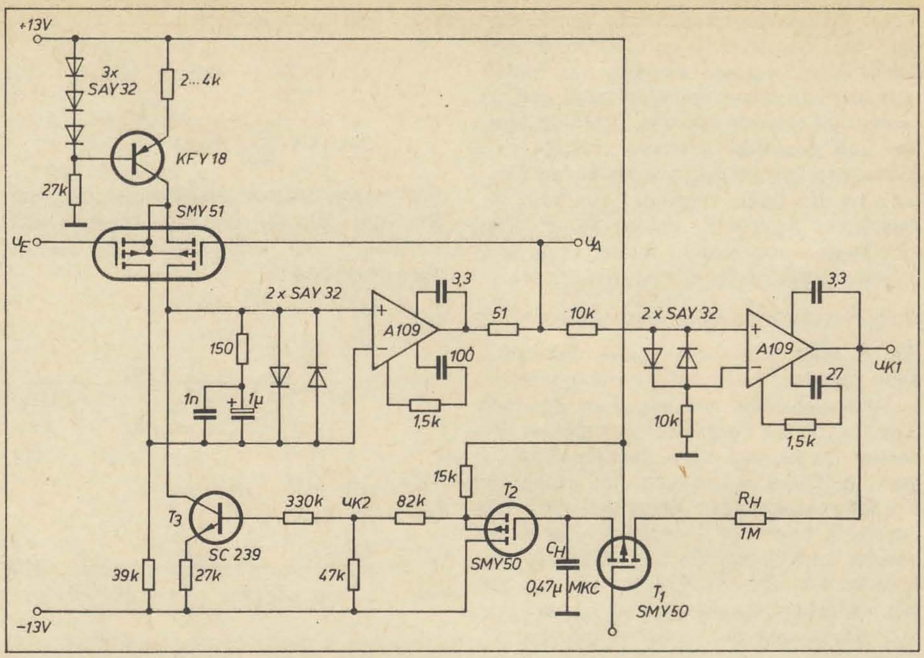


Bild 8: Verstärker mit MOSFET-Eingang und automatischer Nullpunktkorrektur

Auch hier würde sich rein mathematisch mit $T_2, T_3 \to 0$ wieder eine Vereinfachung und gleichzeitig Verbesserung ergeben. Praktisch ist das wegen des Auftretens von kleinen, in den Gleichungen nicht berücksichtigten Zeitkonstanten jedoch nicht der Fall. T_3 und damit C_K können allerdings wesentlich kleiner gewählt werden als bei der Integratorkorrektur, wo die konstante 90°-Phasenverschiebung unabhängig von der Frequenz wirkt.

Die Schaltung des Korrekturzweiges gleicht der im Bild 6 für die Integratorkorrektur dargestellten. Auch die Dimensionierung ist die gleiche, nur der Kondensator C_K kann auf etwa 200 pF verringert werden.

Das gesamte dynamische Verhalten einschließlich der Stabilität ist bei der Korrektur eines Verstärkers leichter beherrrschbar als bei der eines Integrators. Für den Einfluß der Rauschspannung gilt das schon für den Integrator Gesagte. Die bleibende Regelabweichung läßt sich aus Gl. (20) bestimmen.

$$\lim_{p \to 0} F_{AE}(p) = -\frac{R_G}{R_E\left(1 + V\frac{R_G}{R_K}\right)} \approx -\frac{R_K}{VR_E} \qquad (23)$$

Stationäre Eingangsspannungen werden also genauso stark unterdrückt wie beim Integrator.

Die Höhe der Verstärkung ist relativ unkritisch, bei sorgfältigem Aufbau arbeitete die Schaltung sogar dann noch stabil, wenn der Gegenkopplungswiderstand R_G völlig entfernt wurde ($R_G \to \infty$). Die Schleifenverstärkung des Regelkreises als Produkt der Einzelverstärkungen der beiden offen betriebenen Operationsverstärker betrug dabei mehr als 180 dB!

Verstärker mit MOSFET-Eingang

Bild 8 zeigt einen Verstärker mit MOSFET-Eingang, bei dem das gleiche Prinzip der Nullpunktkorrektur angewendet wurde. Bei diesem nichtinvertierenden Verstärker konnte jedoch die Korrekturspannung nicht wie bisher an einen Eingang angelegt werden. Deshalb wurde ein anderer Weg beschritten.

Bei der Handkorrektur der Offsetspannung solcher Verstärker ist meist einer der beiden Drainwiderstände der Differenzverstärkerstufe veränderbar gestaltet (Einsteller). Damit können sowohl unterschiedliche Kennlinien der Einzeltransistoren des Doppel-MOSFET als auch die Offsetspannung des Operationsverstärkers ausgeglichen werden. Die Aufgabe des Einstellers nimmt in der Schaltung nach Bild 8 der Transistor T_3 wahr, dessen Kollektor-Emitterwiderstand über den Basisstrom veränderbar ist. Durch die Korrekturspannung u_{K2} wird also direkt der wirkende Drainwiderstand beeinflußt.

Eine weitere Besonderheit dieser Schaltung liegt in der Frequenzkompensation des Operationsverstärkers. Durch die MOSFET-Differenzverstärkerstufe ist die Verstärkung im Gegenkopplungszweig des Operationsverstärkers nicht kleiner oder gleich eins, sondern bei der gewählten Dimensionierung etwa 15...20. Das würde nach der üblichen Methode der Frequenzkompensation Kondensatorwerte von 4 nF und 100 nF erforderlich machen. Diese hohen Kapazitäten verschlechtern allerdings stark die Slew-Rate des Operationsverstärkers. Damit wird nicht nur die obere Grenzfrequenz geringer, sondern es wird auch die Neigung des Regelkreises zur Instabilität größer. Deshalb wurde die Frequenzkompensation nach dem in [5] angegebenen Verfahren durchgeführt. Das Prinzip zeigt Bild 9. Ein Tiefpaß am Eingang des Operationsverstärkers bewirkt eine Dämpfung der hohen Frequenzen. Dadurch können die Kondensatoren C_{K2} und C_{K3} der Standardkompensation wesentlich kleiner gewählt werden. Der Widerstand R_i wird von dem dynamischen Innenwiderstand der MOSFET-Differenzverstär-

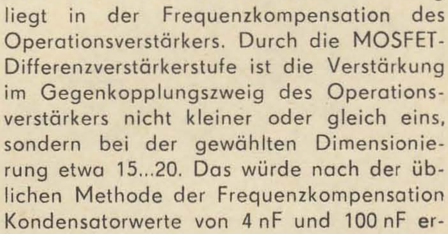


Bild 9: Modifizierte Frequenzkompensation

kerstufe gebildet. Zum stabilen Arbeiten muß $C_{k1} \approx 1\,\mu F$ groß sein. Die Zeitkonstante $T_{k1} = R_{k1}C_{k1}$ muß auf die Größe der Standardkompensation abgestimmt sein, um einen linearen 20-dB-Abfall des Amplitudenganges der offenen Schleife bis zur 0-dB-Achse zu erreichen.

Diese Art der Frequenzkompensation verbessert die obere Grenzfrequenz des Verstärkers wesentlich. Es können Frequenzen bis zu mehreren 100 kHz verarbeitet werden. Nachteilig ist jedoch, daß sich das Rauschverhalten verschlechtert [6]. Bei hohen Anforderungen an das Eigenrauschen oder wenn die Verstärkung der Schaltung wesentlich größer als Eins sein soll, muß eine andere Frequenzkompensation gewählt werden [6] [7].

Schnelle Rückstellung der Integrator-Ausgangsspannung

Die automatische Nullpunktkorrektur ist für die Ausregelung von sehr niederfrequenten Störungen, wie sie Driftgrößen darstellen, ausgelegt, also vorrangig für ein gutes statisches Verhalten. Abhängig von der Dimensionierung können am Eingang anliegende Störspannungen bis etwa ± 1 V ausgeregelt werden. Darüber hinaus werden von der Korrekturschaltung auch Spannungen, die im Integrationskondensator zum Ende der Meßphase gespeichert sind, auf null zurückgeführt. Bei Integratorausgangsspannungen von mehreren Volt führt dann jedoch das relativ schlechte dynamische

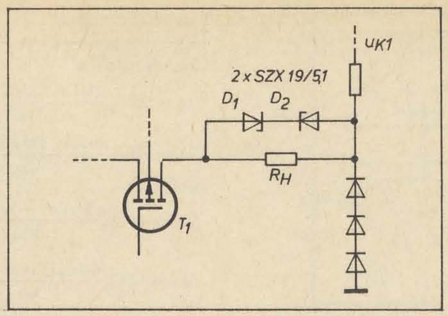


Bild 10: Schaltung zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens

Verhalten des Korrekturregelkreises zum mehrmaligen Schwingen der Ausgangsspannung um die Nullage, bevor diese nach etwa 3 s erreicht wird. Erst dann ist die Schaltung zur nächsten Messung bereit.

Eine wesentliche Verkürzung dieser Zeitspanne wird mit der im Bild 10 gezeigten Schaltungsvariante erreicht. Die beiden gegeneinandergeschalteten Z-Dioden D_1, D_2 machen den Widerstand R_H wirkungslos, wenn die Differenz zwischen der am Haltekondensator C_H anliegenden Spannung und u_{K1} größer als 5,8 V ist, also immer dann, wenn u_A um mehr als etwa 0,3 mV von null abweicht. Dadurch wird das dynamische Verhalten wesentlich verbessert, es tritt praktisch kein Schwingen mehr auf.

Die Zeitdauer der Rückintegration bis auf null wird nur noch durch die Zeitkonstante $R_K C_G$ und den maximalen Spannungshub von u_{K2} bestimmt. Eine weitere Verkürzung der Korrekturzeit läßt sich deshalb durch Parallelschalten einer Diode zu R_K erreichen (bzw. zweier antiparalleler Dioden, wenn die Polarität der Integratorausgangsspannung nach Beendigung der Messung nicht bekannt ist). Im Normalfall liegt die an R_K abfallende Spannung unter 0,7 V, die Diode bleibt gesperrt. Während der Zeitdauer der Rückintegration öffnet die höhere anliegende Spannung die Diode, und R_K wird damit überbrückt.

Literatur

[1] Schildwach, B.: Automatische Nullpunktkorrektur in einem Analog-Digital-Umsetzer. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 13, S. 435–438

[2] Kober, H.; Schildwach, B.; Stroetzel, K.-H.: 10-Bit-Analog-Digital-Umsetzer mit automatischer Nullpunktkorrektur. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 21, S. 685–690

[3] Kühne, H.: Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109. Reihe „electronica", Band 170. Berlin: Militärverlag der DDR (VEB) 1979

[4] Nowak, W.: Aufbau und Anwendung von Operationsverstärkern. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 13, S. 415–419

[5] Aigringer, M.; Heymel, G.; Unger, H.; Zietkowski, K.: Frequenzkompensierter Operationsverstärker μA 709 mit hoher Slew-Rate. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 24, S. 804–806

[6] Roth, M.; Russ, Th.: Modifizierte Frequenzgangkorrektur integrierter Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 13, S. 430, 435–437

[7] Altenbrunn, J.; Heymel, G.: A 109 mit Frequenzkompensation durch Miller-Effekt. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 17, S. 555 und 556

K 140 MA 1 als Multiplizierer

Dipl.-Ing. DIETRICH BIRUS
und Dipl.-Ing. ENDRE SZABOLCS

Das Prinzip gesteuerter Stromquellen wird durch Einsatz der sowjetischen analogen integrierten Schaltung К 140 MA 1 in einer Multiplizierschaltung angewendet. Dabei werden in diesem Beitrag eine fertig dimensionierte Schaltung und die mit ihr erreichten Ergebnisse sowie deren Fehlergrenzen angegeben.

Häufig besteht im Rahmen von analogen Signalverarbeitungseinrichtungen die Aufgabe, Multipliziernetzwerke zur Lösung verschiedener Schaltungsaufgaben einzusetzen. Man unterscheidet vier Verfahren:

- Multiplikation mit Einheiten, die logarithmische und exponentielle Übertragungskennlinien besitzen
- Multiplikation nach dem Prinzip der gleichzeitigen Pulsamplituden- und Pulsdauermodulation
- Parabelmultiplizierer (Diodennetzwerk)
- Multiplikation nach dem Prinzip gesteuerter Stromteiler.

Die erstgenannten Prinzipien erfordern, daß einerseits die zwei Eingangsspannungen immer positiv und in zwei Fällen größer als Null sein müssen. Andererseits lassen sich die sogenannten Modulationsmultiplizierer durch die begrenzte Schaltgeschwindigkeit nur im unteren Frequenzbereich (wenige hundert Hertz bis einige Kilohertz) einsetzen.

Prinzip des gesteuerten Stromteilers

Beim gesteuerten Stromteiler geht man von einem linearen Stromteiler aus (Bild 1). Es wird die Eigenschaft ausgenutzt, daß bei Ausgangsströmen von

$$I_1 = x\,I_0$$
$$I_2 = (1 - x)\,I_0$$

ihre Differenz

$$I_1 - I_2 = (2x - 1)\,I_0$$

mit den linearen Funktionsbeziehungen

$$X = k_x\,(2x - 1)$$
$$Y = k_y\,I_0$$

dem Produkt XY proportional ist. Die Differenz I_Z der Ausgangsströme sei mit

$$Z = k_z\,I_Z = k_Z\,(I_1 - I_2)$$

in Relation zum Ausgangsparameter des Multiplizierers gesetzt. Folglich gilt

$$Z = \frac{k_Z}{k_x k_y}\,XY$$

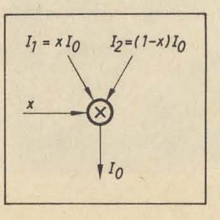


Bild 1: Prinzip des gesteuerten Stromteilers

Mit integrierten Schaltungen lassen sich gut sowohl spannungsgesteuerte als auch stromgesteuerte Stromteiler in einem breiten Frequenzbereich aufbauen. Es haben sich jedoch stromgesteuerte Multiplizierer mit vorgeschalteten Spannungs-Strom-Konvertern durchgesetzt.

Funktionsweise der Schaltung

Für eine schnelle Leistungsmessung wurde auf das letztgenannte Prinzip zurückgegriffen. Zum Einsatz kam die sowjetische analoge IS К 140 MA 1 Б, die vorrangig für Modulation bzw. Demodulation in der Nachrichtentechnik vorgesehen ist. Daraus resultieren die relativ hohe Grenzfrequenz von 20 MHz und die relativ kleinen maximalen Eingangspegel (200...500 mV), die eine Pegelanpassung notwendig machen.

Die Innenschaltung der IS ist im Bild 2 dargestellt. Die eigentliche Multiplizierschaltung wird durch die beiden in Gegentakt geschalteten Differenzverstärker T_6, T_9 und T_{11}, T_{14} gebildet. Die Stromverteilungssteuerung wird einmal über den y-Eingang (Pin 3, Pin 11) mit Hilfe des linearen Spannungs-Strom-Konverters in Darlingtonschaltung mit T_5, T_7 und T_{12}, T_{15} erreicht. Der x-Ein-

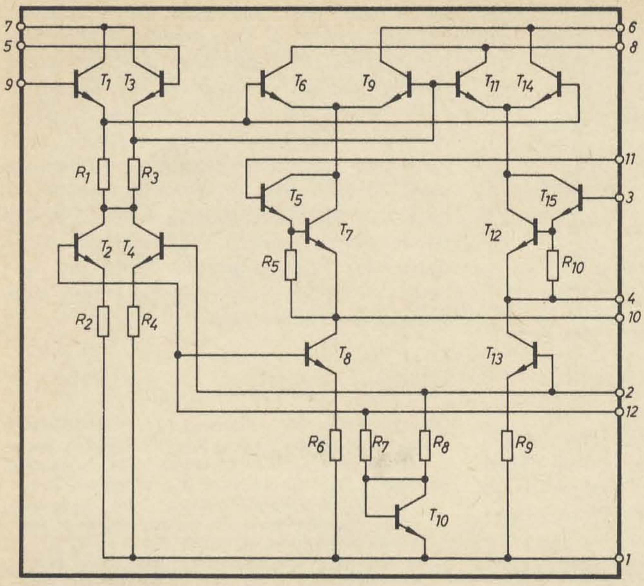


Bild 2: Innenschaltung der IS K 140 MA 1 Б

Ergebnisparameter

Linearitätsfehler

$$h_x = 100\,\% \left.\frac{|U_z - KU_xU_y|_{max}}{U_{z1}}\right|_{U_y = \pm U_{y1}} = 0{,}2\,\%$$

$$h_y = 100\,\% \left.\frac{|U_z - KU_xU_y|_{max}}{U_{z1}}\right|_{U_x = \pm U_{x1}} = 0{,}4\,\%$$

Restfehler

$$h_{fx} = 100\,\% \left.\frac{|U_{z\,max} - U_{z\,min}|}{U_{z1}}\right|_{U_x = U_{x1}\sin\omega t,\; U_y = 0} = 0{,}1\,\%$$

$$h_{fy} = 100\,\% \left.\frac{|U_{z\,max} - U_{z\,min}|}{U_{z1}}\right|_{U_y = U_{y1} = \sin\omega t,\; U_x = 0} = 0{,}25\,\%$$

Fehler der quadratischen Kennlinie

$$h_n = 100\,\% \frac{|U_z - kU_x^2|_{max}}{U_{z1}} = 0{,}5\,\%$$

Übertragungsfaktor

$$K = \frac{U_{z1}}{U_{x1}U_{y1}} = 0{,}1\,V^{-1}$$

Bandbreite

$B_{-3\,dB} \approx 10$ kHz
(K 140 MA 1 allein $\approx$ 20 MHz)

Dynamikbereich

D = 40 dB

Meßbedingung

$U_{x1} = U_{y1} = U_{z1} = 10$ V

gang (Pin 5, Pin 9) wirkt nun über einen zweiten Spannungs-Strom-Konverter mit T_1, T_3 auf die Basiseingänge der Multiplizierschaltung und beeinflußt seinerseits die Stromverteilung. Gemäß den eingegebenen x- und y-Pegeln stellt sich das dem linearen Produkt äquivalente Stromverteilerverhältnis und damit die entsprechende Differenzausgangsspannung zwischen Pin 6 und Pin 8 ein. Die für den Betrieb der Spannungs-Strom-Konverter notwendigen Konstantstromquellen werden durch T_2, T_4 (x-Eingang) und T_8, T_{13} (y-Eingang) sowie T_{10} als Referenzschaltung realisiert.

Da an beiden Eingängen sowohl positive als auch negative Differenzspannungen zugelassen werden können und deren Verarbeitung in der Gegentaktdifferenzstufe (Multiplizierer) vorzeichenrichtig erfolgt, ist ein echter Vierquadrantenbetrieb möglich. Für beide Eingänge muß eine Pegelanpassung und für den x-Eingang zusätzlich die Einspeisung einer Gleichkomponente (Gleichstromarbeitspunkt) erfolgen. Die maximalen Eingangsspannungen sind für den x-Eingang etwa 400 mV und für den y-Eingang etwa 200 mV.

In den meisten Fällen benötigt man für die weitere Signalverarbeitung kein Differenzsignal, so daß die vorliegende Ausgangsspannung des Multiplizierers mit Hilfe eines Operationsverstärkers mit unsymmetrischem Ausgang in eine Spannung gegen Erde umgeformt und verstärkt wird.

Schaltungstechnische Lösung

Eine mögliche schaltungstechnische Lösung

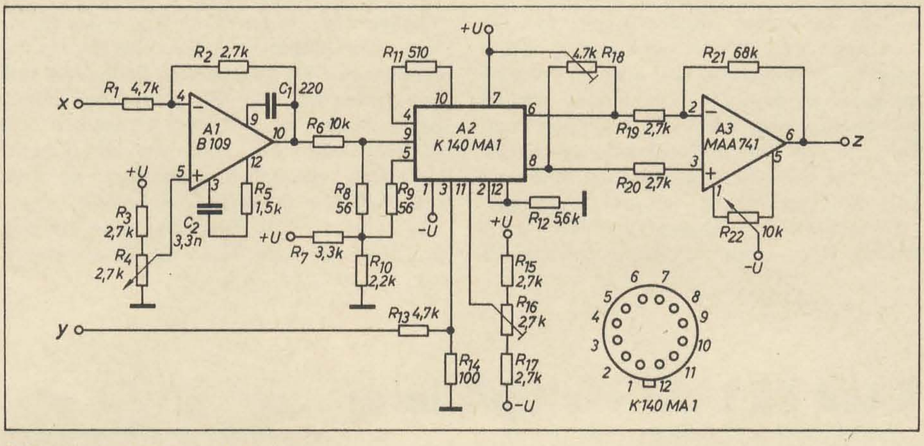


Bild 3: K 140 MA 1 Б als Multiplizierer

für den Einsatz der IS K 140 MA 1 Б als Multiplizierer zeigt Bild 3. Gemäß den Ausführungen wird das x-Signal mit dem Operationsverstärker A_1 (B 109) auf das notwendige Gleichstromgrundpotential angehoben. Mit dem Potentiometer R_4 wird dieser Wert auf etwa 3,5 V eingestellt. Der Spannungsteiler R_6, R_8 teilt das Nutzsignal auf etwa 300 mV bei konstantem Gleichstromgrundpotential (R_7, R_9) und erfüllt damit die Anpassungsbedingung für den Multiplizierer an den Pins 5 und 9. Das y-Signal gelangt nach Spannungsteilung und Anpassung mit R_{13}, R_{14} direkt an den Eingang. Am Pin 11 ist jedoch unbedingt eine Offsetkompensation des Eingangsdifferenzverstärkers mit R_{15}, R_{16} und R_{17} notwendig. Der Operationsverstärker A_3 (MAA 741) setzt das Differenzausgangssignal des Multiplizierers in eine Signalspannung gegen Erde um und verstärkt diese mit einem Faktor um 20. Wegen der Exemplarstreuungen des Multiplizierers muß der Verstärkungsfaktor des Operationsverstärkers A_3 nach erfolgter Pegelmessung gegebenenfalls korrigiert werden. Sowohl A_1 als auch A_3 arbeiten als invertierende Verstärker, so daß die ursprüngliche Vorzeichenzuordnung erhalten bleibt. Mit dem Potentiometer R_7 wird am Ausgang des Multiplizierers symmetriert. Bei A_3 dient R_9 der Offsetkompensation und Symmetrie-Feineinstellung.

Das Frequenzverhalten der gesamten Schaltung wird im wesentlichen durch die beiden Operationsverstärker bestimmt, so daß die —3-dB-Grenzfrequenz etwa bei

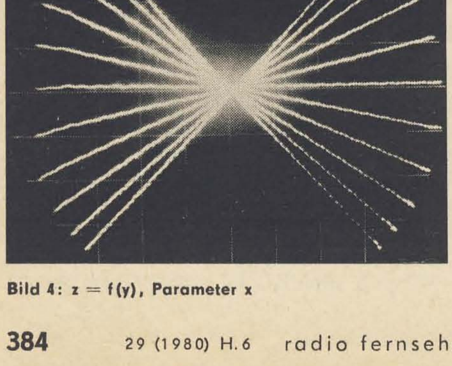


Bild 4: z = f(y), Parameter x

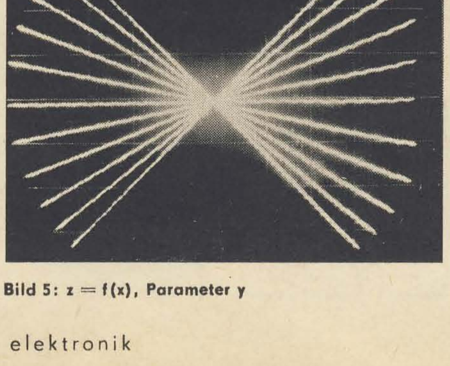


Bild 5: z = f(x), Parameter y

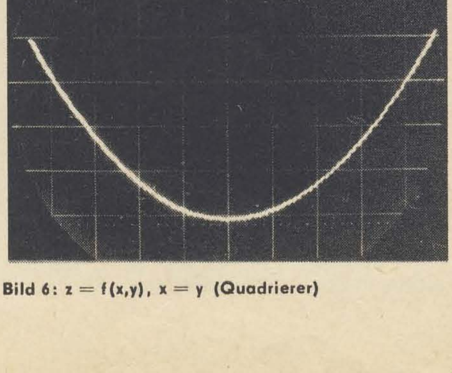


Bild 6: z = f(x,y), x = y (Quadrierer)

10 kHz liegt. Bei Verwendung von Operationsverstärkern mit genügend hoher Grenzfrequenz läßt sich der Multiplizierer bis etwa 10 MHz (—3 dB) mit nahezu gleichen Genauigkeitsparametern ausnutzen.

Abgleich

Nach erfolgter Zusammenschaltung sollte folgendermaßen verfahren werden:

- y-Eingang mit Sinussignal ($\hat{u}_y = 10$ V) beaufschlagen und x-Eingang erden; dann mit R_4 am Ausgang z auf Null abgleichen.
- x-Eingang mit Sinussignal ($\hat{u}_x = 10$ V) beaufschlagen und y-Eingang erden; dann mit R_{16} am Ausgang z auf Null abgleichen.
- Restgleichgröße am Ausgang z durch Symmetriepotentiometer R_{18} und Offsetkompensation (R_{22}) auf Null abgleichen.

Falls der Ausgang in einer Sättigungsebene verharren sollte, muß gegebenenfalls R_{21} und damit die Verstärkung von A_3 verringert werden. Gleichzeitig muß natürlich die Symmetriebedingung mit R_{18} erfüllt sein.

Ergebnisse

Die mit der angegebenen Schaltung erreichten Ergebnisse zeigen die Bilder 4 bis 6. Die Tafel gibt eine Zusammenstellung der gemessenen Fehler und Betriebsparameter wieder. Die verwendete Meßanordnung zeigt Bild 7.
Für den Einsatz in der Multiplizierschaltung kommen nur Metallschichtwiderstände mit weniger als 1 % Toleranz und einer Belastbarkeit von 0,1 W in Betracht. Anderenfalls sind begründete Abstriche von den angegebenen Betriebsparametern und Überschreitungen der Fehlergrenzen zu erwarten. Für alle Einstellregler sollte eine Dickschichtausführung verwendet werden. Spannungsteiler und Widerstände in Differenzeingängen und -ausgängen sind jeweils auf gleiche Werte auszumessen.

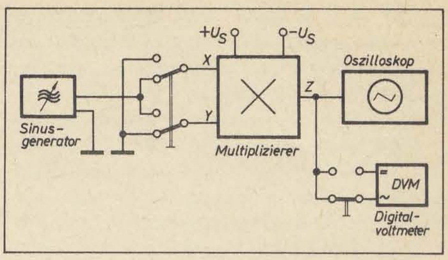


Bild 7: Meßschaltung

Literatur

[1] Herpy, M.: Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akadémiai Kiadó 1976

Entwurf einer batteriegestützten CMOS-RAM-Steckeinheit

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit dem Entwurf batteriegestützter CMOS-Speicher auf der Basis von statischen RAM-IS. Es werden Hinweise zur Auswahl der Stützbatterie und der Zusammenschaltung der batteriegestützten und der Hauptstromversorgung gegeben.

Wie bei allen anderen Schaltkreisfamilien sind auch bei der CMOS-Technologie in den letzten Jahren erfolgreich Änderungen vorgenommen worden, die nicht nur im Preis, sondern auch in den verbesserten technischen Parametern ihren Niederschlag fanden. Dazu zählt beispielsweise die Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit, so daß heute CMOS-IS mit n-MOS-IS konkurrieren können. Einen Überblick über den gegenwärtigen Stand einiger Kennwerte gibt die Tafel.
Für viele Anwender ist der geringe Stromverbrauch und die Umschaltbarkeit der statischen CMOS-RAMs in den Modus „Datenerhalt" (mit noch geringerem Stromverbrauch) von grundlegender Bedeutung. Außerdem ergibt sich mit den verfügbaren statischen 4-K-CMOS-RAMs (1 K × 4; 4 K mal 1) eine wesentlich höhere Speicherdichte je Steckeinheit als bisher. Wegen dieser Vorteile werden statische CMOS-RAMs vor allem für den Aufbau batteriegestützter Speichersteckeinheiten eingesetzt, die einen Datenerhalt über viele Stunden sicherstellen. Vor dem Entwurf des genannten Halbleiterspeichers muß auf folgende Fragen eine Antwort gefunden werden:

- Über welche Zeit soll der Datenerhalt gewährleistet werden?
- Wie hoch ist der maximale Stromverbrauch im Zustand Datenerhalt?
- Welche Stützbatterien (Abmessungen, Masse, Ladung) stehen zur Verfügung?
- Wird die mögliche Zugriffszeit im aktiven Zustand ausgenutzt?

Die Probleme der vier Fragen stehen in einem wechselseitigen Zusammenhang. Die gewählte Zeit des Datenerhalts entscheidet über die Auswahl der Stützbatterie, die ihrerseits auf Grund der Abmaße und der Speicherfähigkeit die stützbare Speichergröße festlegt. Außerdem ist zu entscheiden, ob die Stützbatterie mit auf der Speichersteckeinheit untergebracht werden soll. Die vierte Frage ist für die Auswahl der Treiberschaltkreise für die Ansteuerung der Adreß- und Dateneingänge von Bedeutung. Die volle Ausnutzung der Zugriffszeit erfordert Schottky-TTL-Treiber. Ist die Operationsgeschwindigkeit von untergeordneter Bedeutung, so können auch stromarme Treiberschaltkreise eingesetzt werden.

Speicherzustand „Datenerhalt"

Um im Speicherzustand Datenerhalt die Verlustleistung minimal zu halten und damit die Lebensdauer der Stützbatterien zu verlängern und um den Speicherblock vor ungewollten Zugriffen zu schützen, die eventuell den Speicherinhalt verfälschen, sind eine Reihe von Vorkehrungen zu treffen, auf die im weiteren näher eingegangen werden soll.

Vergleich verschiedener Technologien

Technologie	p-MOS	n-MOS	CMOS	TTL	ECL	I^3L
Fläche je Gatter in mm²	0,0052... 0,0078	0,0039... 0,0052	0,0065... 0,019	0,013... 0,039	0,013... 0,032	0,0013... 0,0039
statische Verlustleistung je Gatter in mW	2...3	0,2...0,5	< 0,001	1...3	5...15	< 0,1
Schaltzeit-Leistungsprodukt in pJ	200	10...50	3	10	10	< 1

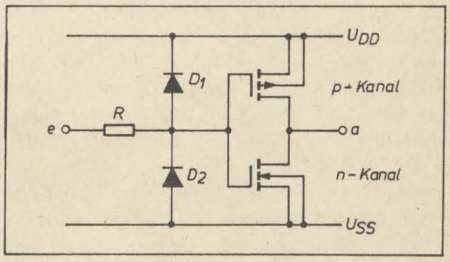


Bild 1: Schutzschaltung am Eingang eines CMOS-Schaltkreises

Belegung der Schaltkreisklemmen

Wegen des sehr hohen Eingangswiderstandes müssen alle Eingangsklemmen mit einem statischen Potential belegt werden. In Abhängigkeit von der logischen Funktion können sie mit den Stromversorgungsklemmen verbunden werden. Wie Bild 1 zeigt, ist jeder Eingang intern zusätzlich durch ein Netzwerk aus dem Widerstand R und den Dioden D_1, D_2 geschützt. Durch die äußere Beschaltung des Einganges ist gesichert, daß Störsignale sofort an den Eingangsklemmen unschädlich gemacht werden und daß der Stromverbrauch gering bleibt. Von CMOS-IS ist bekannt, daß die Stromaufnahme im Schaltbereich gegenüber den statischen Zuständen um den Faktor 20 größer sein kann. Das liegt daran, daß bei einer Eingangsspannung

$$U_e = \frac{U_{DD} - U_{SS}}{2}$$

beide Feldeffekttransistoren (p-Kanal, n-

Kanal) stromführend sind. Als einfachste Maßnahme sind deshalb Widerstände vom Eingang gegen U_{DD} oder U_{SS} zu schalten, so daß der nachfolgende CMOS-Eingangspuffer in den stromarmen statischen Schaltzustand gezwungen wird. Für die Adreß- und Dateneingänge ist die Wahl der Widerstandsbeschaltung gegen U_{DD} oder U_{SS} willkürlich. Die Eingangsklemme „Enable" muß aber mit der U_{DD}-Klemme verbunden werden. Damit ist jeder Speicherzugriff unmöglich gemacht.

Besitzt der Speicherschaltkreis Ausgänge mit Three-state-Verhalten, so muß die dazugehörende Steuerleitung so belegt werden, daß sich an den Ausgängen der hochohmige (stromarme) Zustand einstellt. Die Belegung der Eingangsklemme „Write" ist unkritisch, da die Eingangsklemme „Enable" über die besprochene Zusatzbeschaltung mit Sicherheit hohes Potential führt. Legt man die Eingangsklemme „Write" dennoch auf hohes Potential, so ist ein zusätzlicher Schutz beim Übergang in den Zustand Datenerhalt und zurück gegeben.

Auf die Wahl der Widerstände hat außerdem das Ausgangsverhalten der Treiberschaltkreise bei ausgeschalteter Versorgungsspannung einen Einfluß. Es gibt beispielsweise TTL-Schaltkreise, die bei abgeschalteter Versorgungsspannung am Ausgang niederohmig gegen die Bezugsklemme werden; andere werden hochohmig. Beide Ausführungen sind deshalb nicht gegeneinander austauschbar und auch nicht für alle Ansteuerzwecke einsetzbar.

Die TTL-Schaltkreise mit hochohmig werdendem Ausgang sind universeller einsetzbar, da das gewünschte Potential über die besprochenen Widerstände angelegt werden kann. TTL-Schaltkreise mit niederohmig werdendem Ausgang sind dort ohne Zusatzwiderstand einsetzbar, wo ein niedriges Potential im Zustand Datenerhalt benötigt wird. Werden Treiberschaltkreise in CMOS-Technik eingesetzt, so können diese auf Grund des geringen Stromverbrauchs mit von der Stützbatterie versorgt werden. In diesem Fall sind die diskutierten Schaltungsmaßnahmen an den Eingängen dieser Treiberschaltkreise vorzusehen. Wird die Versorgungsspannung der Treiberschaltkreise nicht batteriegestützt, so hilft auch kein Ziehwiderstand am Eingang der CMOS-Speicherschaltkreise, da der Ausgang der CMOS-Treiberschaltkreise durch die Substratdiode festgehalten wird.

Die aufgezeigten Probleme sind besonders beim Einsatz von Schaltkreisen verschiedener Hersteller zu beachten, da es diesbezüglich auch Unterschiede bei der gleichen Schaltkreisfamilie gibt.

Auswahl der Stützbatterien

Die Auswahl der Stützbatterien richtet sich nach ihrer Kapazität und der gewünschten Zeit des Datenerhalts. Außerdem ist deren Entladecharakteristik, Temperaturabhängigkeit und Wartung von Bedeutung. Grundsätzlich unterscheidet man zwischen Primär- und Sekundärelementen.

Wegen ihrer geringen Abmessungen und der dadurch möglichen Placierung auf der Speichersteckeinheit werden Nickel-Cadmium-Zellen (Sekundärelement) bevorzugt eingesetzt. Die Zellenspannung dieses Elementes beträgt 1,2 V. Für eine Stützspannung über 2,0 V (je nach Speicherschaltkreis) müssen zwei oder mehr Zellen zusammengeschaltet werden. Dabei ist der Spannungsabfall über dem Entkoppelnetzwerk und durch Selbstentladung und Belastung zu berücksichtigen. Bei NC-Sammlern ist die Temperaturabhängigkeit des Leckstromes besonders groß. Gegenüber Raumtemperatur kann der Leckstrom bei +50 °C auf den zehnfachen Wert ansteigen. Beim Inbetriebnehmen der Speichersteckeinheiten ist deshalb immer darauf zu achten, daß die NC-Sammler voll aufgeladen sind. Nur so steht die geplante Kapazität zur Verfügung.

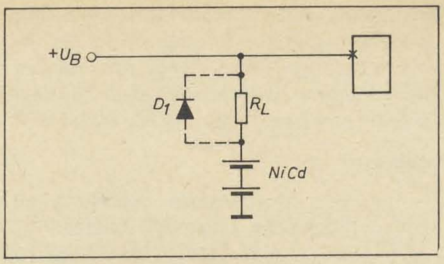


Bild 2: Einfache Ladeschaltung

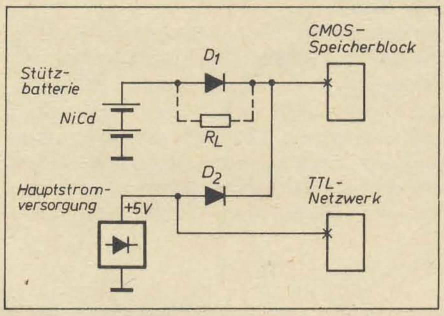


Bild 3: Diodenentkopplung

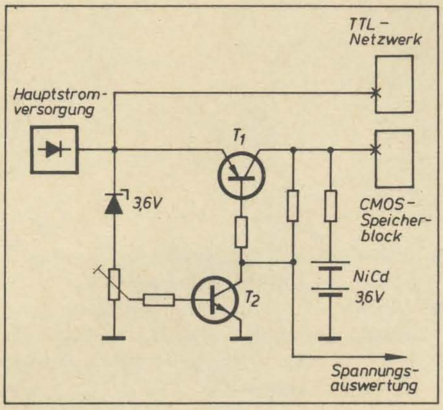


Bild 4: Schalterentkopplung

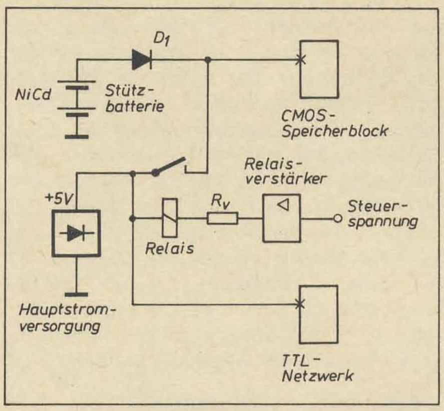


Bild 5: Entkopplungsschaltung mit gesättigtem pnp-Transistor

Einer übermäßigen Entladung kann durch eine ständige Aufladung mit einem geringen Konstantstrom vorgebeugt werden. Dabei reicht es aus, mit 1/10 des Stromes der Batteriekapazität zu laden, also z. B. bei 100 mAh mit einem Ladestrom von 10 mA. Die einfachste Schaltung dazu ist ein Vorwiderstand, der an die Hauptstromversorgung angeschlossen wird. Bild 2 zeigt, wie durch eine parallelgeschaltete Diode bei großem Widerstandswert der Spannungsabfall im Zustand Datenerhalt verringert werden kann.

Im Zustand Datenerhalt muß in die Strombilanz auch der Reststrom der Siebmittel eingerechnet werden. Es ist bekannt, daß Elektrolytkondensatoren einen relativ hohen Reststrom haben, der mit der Temperaturzunahme noch bedeutend ansteigt. Die Auswahl der Siebmittel hat deshalb für den Speicherblock sorgfältiger zu erfolgen als für das restliche logische Netzwerk.

Zusammenschaltung der Hauptstromversorgung und der Stützbatterie

Für die Zusammenschaltung der Hauptstromversorgung und der gestützten Stromversorgung gibt es zwei prinzipielle Möglichkeiten:

- Diodenkopplung (s. Bild 3)
- Schalterkopplung (s. Bild 4)

Bei der ersten Kopplungsart ist der Spannungsabfall über den Entkopplungsdioden D_1 und D_2 bei der Festlegung der Anzahl der Zellen und bei der Einstellung der Hauptversorgungsspannung zu beachten. Aus Gründen der längeren Betriebsdauer der NC-Sammler sind Si-Dioden vorzusehen, obwohl Ge-Dioden eine geringere Flußspannung aufweisen. Bei dieser Lösung weicht bei Normalbetrieb die Versorgungsspannung des CMOS-Speicherblockes von der des TTL-Netzwerkes um eine Diodenflußspannung ab. Damit die logischen Signale am Eingang des CMOS-Speicherblockes die zulässigen Werte $U_H \leqq U_{DD} + 0{,}3$ V und $U_L \geqq U_{SS} - 0{,}3$ V nicht überschreiten, sollte dieser Unterschied nach Möglichkeit verringert werden. Eine Lösung

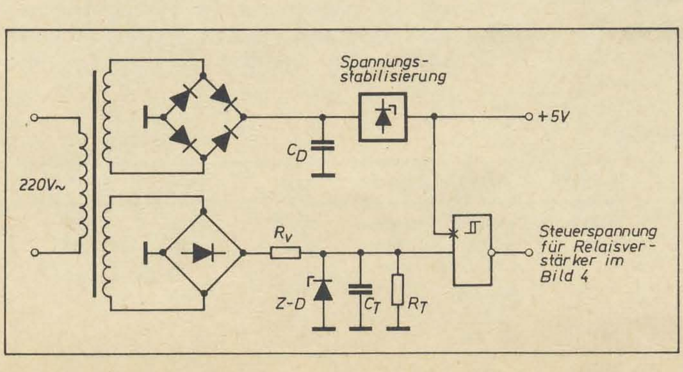


Bild 6: Erkennungsschaltung Ausfall der Hauptstromversorgung

ergibt sich durch den Ersatz der Entkoppeldiode durch einen gesättigten Transistor, wie Bild 5 zeigt. Mit dieser Schaltung kann der Spannungsabfall unter 100 mV herabgesetzt werden. Bei ausgefallener Hauptstromversorgung trennt der Transistor T_1 die beiden Stromversorgungskreise (CMOS, TTL) hochohmig voneinander ab; die Stützbatterie versorgt den CMOS-Speicherblock.

Sollen die beiden Schaltkreiskomplexe (CMOS, TTL) im aktiven Zustand aus derselben 5-V-Spannungsquelle versorgt werden, dann ist die Schalterkopplung nach Bild 4 anzuwenden. Bei dieser Variante ist die Diode D_2 durch einen Relaiskontakt ersetzt. Dieser ist geschlossen (Relais führt Strom), solange die Steuerspannung am Eingang des Relaisverstärkers L-Potential führt. Wird der Wegfall der 5-V-Hauptstromversorgung durch eine spezielle Auswerteschaltung erkannt, dann liegt am Eingang des Relaisverstärkers H-Potential, und das Relais fällt ab. Der geöffnete Relaiskontakt trennt den CMOS-Speicherblock von der Hauptstromversorgung ab. Dieser wird jetzt aus der Stützbatterie versorgt. Im zeitlichen Ablauf ist dabei zu sichern, daß der Relaiskontakt am Beginn des Abfalls der Hauptstromversorgung öffnet. Maßnahmen dazu sind die Beschleunigung des Relaisschaltens oder eine Verlangsamung des Abfalls der Hauptstromversorgung durch ein zusätzliches RC-Glied.

Einen Schaltungsvorschlag für die Erkennungsschaltung zeigt Bild 6. Zum Erkennen des Abfalls der Hauptstromversorgung ist eine separate Transformatorwicklung vorgesehen, deren Wechselspannung über eine Gleichrichterstrecke einem Schwellwertschalter als Referenzspannung zugeführt wird. Ein hohes Potential am Eingang des Schwellwertschalters hält dessen Ausgang auf L-Potential, wodurch über den Relaisverstärker das Relais stromführend ist und der geschlossene Relaiskontakt auch den CMOS-Speicherblock an die Hauptstromversorgung legt. Das Zeitglied $R_T C_T$ beeinflußt das Weggehen des hohen Potentials am Eingang des Schwellwertschalters beim Wegfall der Wechselspannung. Die Zeitkonstante muß klein sein, damit das Steuersignal das hohe Potential noch erreichen kann, bevor die Hauptstromversorgung den unteren zugelassenen Wert von $U_{B\,min} = 4{,}75$ V erreicht hat. Zur Pufferung kann zusätzlich in der Hauptstromversorgung die Entladezeit über Ladekondensatoren verlängert werden.

Literatur

[1] Young, D. C.: Designing non-volatile memory arrays with CMOS RAMs. Electronic Engineering 51 (1979) H. 620, S. 71, 73, 77, 78, 81, 82

Tester für analoge Bauelemente

Dipl.-Ing. RAINER PALM und
Dipl.-Ing. GERHARD OBIER

Der Tester für analoge Bauelemente dient der automatischen Wareneingangskontrolle einer ausgewählten Reihe von Operationsverstärkern und Komparatoren anhand von vier ausgewählten Parametern. Weiterhin ermöglicht er es, MOS-Feldeffekttransistoren auf die Einhaltung des Drainstromes im Arbeitspunkt zu überprüfen sowie Transistoren nach Stromverstärkungsgruppen zu sortieren.

Prinzip

Der Tester prüft an jedem Prüfling die Grenzwerte von vier Parametern, wobei jeder einzelnen Parametermessung wiederum vier Verarbeitungstakte zugeordnet sind. Somit existieren je Prüfling 4 × 4 Verarbeitungstakte, die nach einem starren Taktschema abgearbeitet werden:

Takt 0: Vorbereitende Beschaltung des Prüflings durch Relais

Takt 1: Aktualisieren der Parametergrenzwerte

Takt 2: Polaritätserkennung und -umschaltung

Takt 3: Auswertung, digitale Gut-Schlecht-Aussage.

Prüfling und Tester werden über eine spezielle Rangierkarte verbunden (Bild 1). Weiterhin wird eine Prüfkarte in den Tester eingeschoben, die sämtliche Beschaltungsvarianten derjenigen Prüflingsfamilie enthält, der der Prüfling angehört. Die Wahl der Beschaltungsvariante (spezielle Quellen, Lastwiderstände und Brücken) erfolgt wie die Auswahl der aktuellen Parametergrenzwerte durch Ansprechen eines Programmspeichers, in dem entsprechende Relaisstellungen und Grenzwerte gespeichert sind. Die Speicherkapazität erlaubt es, an 32 Prüflingstypen je vier Parameter zu testen. Diese 32 Typen können über einen Typwahlschalter angewählt werden.

Der automatische Betrieb des Testers wird mit einem Steuerwerk realisiert. Das Betätigen der Starttaste ermöglicht sowohl den automatischen als auch den Betrieb im Einzeltaktverfahren. Mit einer Löschtaste wird der Tester in die Ausgangslage gebracht. Jeder Takt benötigt eine Zeit von $t_T = 50$ ms, was bei 16 Takten je Prüfling einer Prüfzeit von $t_{Pr} = 0{,}8$ s entspricht. Da bei der Sortierung von Germaniumtransistoren die doppelte Taktanzahl benötigt wird, verdoppelt sich die Prüfzeit auf $t_{Pr} = 1{,}6$ s.

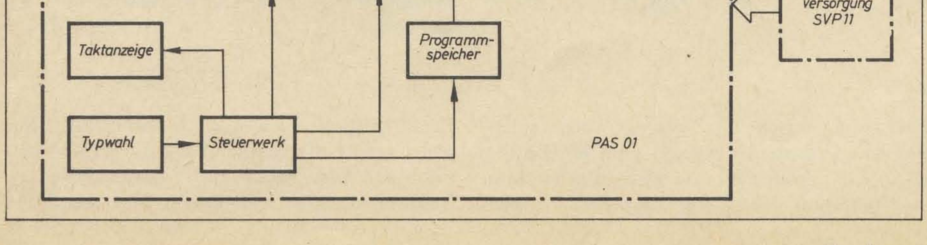


Bild 1: Blockschaltbild

Die aktuelle Taktnummer wird durch zwei Siebensegmentanzeigen oktal dargestellt. Weiterhin kommt für jeden der vier Parameter der digitale Soll- und Istwertstand sowie ein Fehlermeldesignal zur Anzeige.

Im Fehlerfall wird der automatische Prüfablauf in dem betreffenden Auswertetakt gestoppt, so daß eine detaillierte Messung des fehlerfreien Parameters erfolgen kann. Die Stromversorgung des Testers erfolgt mit Hilfe eines separaten Stromversorgungsgerätes SVP 11. Der maximale Fehler für jede Messung beträgt ± 5 %.

Test von Operationsverstärkern

Operationsverstärker werden auf die Einhaltung der in der Tafel 1 aufgeführten Parameter überprüft. In den ersten vier Verarbeitungstakten wird die Betriebsstromaufnahme am Meßwiderstand R_8 (Bild 2) ermittelt, wobei die äußere Prüflingsbeschaltung der Eingänge und des Ausgangs entfällt.

Bei der Offsetspannungsmessung betreibt man den Prüfling als invertierenden Verstärker durch das Schließen der Relais k_2, k_4, k_8 (s. Bild 2). Anhand des im Bild 3 dargestellten Regelkreises soll die Berechnung der Offsetspannung erfolgen. Mit den offenen Relais k_5, k_7, k_9 und dem geschlossenen Relais k_5 ergeben sich für den Regelkreis folgende Gleichungen:

$$U_A = -V_0 U_6 \qquad (1)$$

$$U_6 = U_{off} + U_4 \qquad (2)$$

$$U_4 = U_A A_1 A_2 \qquad (3)$$

Nach Umformung erhält man

$$U_A = -U_{off} \frac{V_0}{1 + A_1 A_2 V_0} \qquad (4)$$

Ist

$$\frac{1}{A_1 A_2} \ll V_0$$

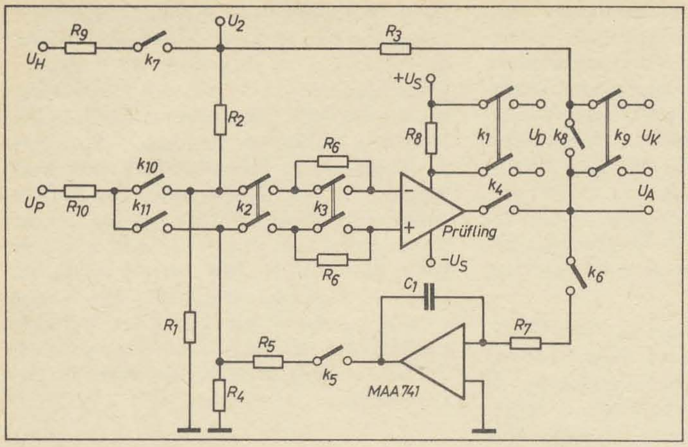


Bild 2: Meßschaltung für Schaltkreise

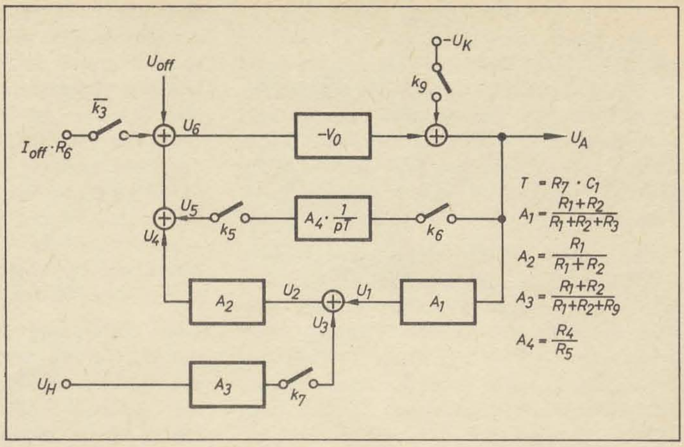


Bild 3: Regelschema

Tafel 1: Schaltkreissortiment, MOS-Transistoren und deren Prüfparameter

Parameter	A 109	B 109	MAA 741	MAA 502	MAA 725	A 110	B 110	SM 103	SM 104	SMY 50	SMY 51	SMY 52	U 105 D
Offsetspannung	×	×	×	×	×	×	×						
Offsetstrom	×	×	×	×	×	×	×						
Leerlaufverstärkung	×	×	×	×	×								
Betriebsstrom	×	×	×	×	×								
L-Pegel						×	×						
H-Pegel						×	×						
Drainstrom								×	×	×	×	×	×

Tafel 2: Stromverstärkungsgruppen der prüfbaren pnp-Transistoren

GC 100	GC 123	GC 301	GF 100	GC 121	GC 122	SFT 322
< 21	< 18	< 21	< 18	< 35	< 35	< 40
21...31	18...29	21...31	18...29	35...45	35...45	40...65
31...45	29...45	31...45	29...45	45...65	45...65	65...100
45...50	45...60	45...50	45...60	65...80	65...90	100...160
50...55	> 60	50...55	60...80	> 80	> 90	> 160
55...60		55...60	> 80			
60...80		60...80				
80...125		80...125				
> 125		> 125				

dann ist

$$U_A \approx -U_{off}\frac{1}{A_1A_2} \qquad (5)$$

Durch geeignete Wahl von A_1 und A_2 (s. Bild 3) kann U_{off} auf meßbare Werte am Prüflingsausgang verstärkt werden.

In den darauffolgenden Takten wird der Offsetstrom gemessen, der sich aus der Differenz der beiden Eingangsströme ergibt. Um den Einfluß der Offsetspannung auf diese Messung zu unterdrücken, erfolgt eine vorherige Kompensation: Dem invertierenden Verstärker wird durch die Relais k_5 und k_6 für die Kompensationszeit t_K ein hochohmiger Integrator parallel zum Rückkopplungszweig geschaltet, der die Kompensation bewirkt.

Mit den Gln. (1), (3) und

$$U_6 = U_{off} + U_4 + U_5 \qquad (6)$$

$$U_5 = -U_AA_4\frac{1}{pT} \qquad (7)$$

wird

$$U_A = -U_{off}\frac{V_0}{1+V_0\left(A_1A_2+\frac{A_4}{pT}\right)} \qquad (8)$$

Durch Umformung und Rücktransformation dieser Gleichung in den Originalbereich erhält man eine Beziehung für den zeitlichen Verlauf des Kompensationsvorganges:

$$U_a(t) = -U_{off}\frac{V_0}{1+V_0A_1A_2}\exp\left[-\frac{A_4V_0}{T(1+V_0A_1A_2)}t_K\right] \qquad (9)$$

Mit Gl. (5) wird

$$U_a(t) \approx -U_{off}\frac{1}{A_1A_2}\exp\left[-\frac{A_4t_K}{TA_1A_2}\right] \qquad (10)$$

Nach t_K, die durch einen monostabilen Multivibrator festgelegt ist, öffnet das Relais k_6, und der Integrator speichert den Wert der Spannung. Die Messung des Offsetstromes erfolgt dann nach Öffnen von k_3 entsprechend der Offsetspannungsmessung. Mit den Gln. (1), (3) und

$$U_5 = -U_{off} \qquad (11)$$

$$U_6 = I_{off}R_6 + U_4 \qquad (12)$$

wird

$$U_A = -I_{off}\frac{V_0R_6}{1+V_0A_1A_2} \qquad (13)$$

oder

$$U_A \approx -I_{off}\frac{R_6}{A_1A_2} \qquad (14)$$

Zur Überprüfung des vierten Parameters, der Leerlaufverstärkung, ist eine Hilfsspannung U_H erforderlich. Sie wird über k_7 dem invertierenden Verstärker zugeführt, dessen Offsetspannung weiterhin kompensiert bleibt. Die Spannung U_2 (s. Bild 2) ist der Leerlaufverstärkung umgekehrt proportional. Bei einer definierten Ausgangsspannung U_A stellt sich abhängig von V_0 eine Eingangsspannung U_4 ein. Da dieser Wert, direkt am Eingang gemessen, zu niedrig ist, wird seine Messung oberhalb des Teilers R_1, R_2 vorgenommen.

Mit Gl. (1) und

$$U_1 = U_A A_1 \qquad (15)$$

$$U_2 = U_1 + U_3 \qquad (16)$$

$$U_3 = U_H A_3 \qquad (17)$$

$$U_4 = U_6 = U_2 A_2 \qquad (18)$$

wegen Gl. (11) wird

$$V_0 = \frac{1}{A_1A_2}\left(\frac{U_H}{U_2}A_3 - 1\right) \qquad (19)$$

Test von Komparatoren

Bei Komparatoren können mit diesem Tester die Offsetspannung, der Offsetstrom und die Einhaltung der Grenzwerte für den L- und H-Pegel überprüft werden. Um den Prüfling als invertierenden Operationsverstärker betreiben zu können, ist es notwendig, die Ausgangsspannung des Komparators, die ideal $U_0 = 1{,}4$ V beträgt, zu kompensieren. Analog der Offsetspannungsmessung bei Operationsverstärkern kann die Messung bei Komparatoren erfolgen. Mit der modifizierten Gl. (1) (s. Bild 3)

$$U_A = -U_6V_0 + U_0 - U_K \qquad (20)$$

wird

$$U_A = -U_{off}\frac{V_0}{1+A_1A_2V_0} + \frac{U_0-U_K}{1+A_1A_2V_0} \qquad (21)$$

Wählt man die Kompensationsspannung zu $U_K = -U_0$, dann ergibt sich für den Komparator dieselbe Beziehung zwischen Offsetspannung und Ausgangsspannung wie beim Operationsverstärker:

$$U_A = -U_{off}\frac{V_0}{1+A_1A_2} \approx -U_{off}\frac{1}{A_1A_2} \qquad (22)$$

Die Messung des Offsetstromes erfolgt, wie bereits für den Operationsverstärkertest beschrieben wurde. Bei der Kompensation von U_0 wird

$$U_A = -I_{off}\frac{V_0R_6}{1+V_0A_1A_2} \qquad (23)$$

Zur Pegelprüfung wird dem Komparator jeweils eine Hilfsspannung U_P auf den invertierenden bzw. nichtinvertierenden Eingang aufgeprägt (s. Bild 2). Damit wird der Prüf-

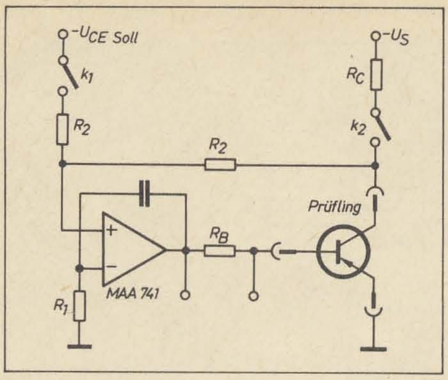


Bild 4: h_{21E}-Meßschaltung

ling bis in die Begrenzung ausgesteuert und der Ausgangspegel bewertet.

Sortierung von Transistoren

Zur Sortierung von Transistoren nach Stromversorgungsgruppen steht eine weitere Prüfkarte zur Verfügung, die die im Bild 4 dargestellte Prüflingsbeschaltung enthält. Tafel 2 zeigt die Stromverstärkungsgruppen des zu prüfenden Transistortyps.
Nach Adaptierung des Prüflings in der Aufnahme und Betätigung der Starttaste werden je nach Typenwahl entsprechend der Anzahl der Stromverstärkungsgruppen 16 oder 32 Takte abgearbeitet. Die Messung des Basisstromes erfolgt in jedem vierten Takt durch einen Differenzverstärker, der die Spannung über R_B (Bild 4) auswertet. Durch den Widerstand R_C wird der Kollektorstrom I_C entsprechend der Prüfvorschrift festgelegt:

$$I_C = \frac{U_S - U_{CE}}{R_C} \qquad (24)$$

Ein Integrator mit Summiereingang vergleicht den Sollwert der Kollektor-Emitterspannung mit deren Istwert und liefert so lange eine stetig steigende Ausgangsspannung, bis die Summenspannung Null wird. Der Stromverstärkungsfaktor B kann bei festgelegtem I_C aus U_B bestimmt werden:

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C R_B}{U_B} \qquad (25)$$

In jedem Auswertetakt wird durch den Komparator (Bild 1) ein analoger Sollwert mit dem Istwert verglichen und das Ergebnis durch ein LED-Feld angezeigt.

Test von MOS-Transistoren

Mit der im Bild 5 dargestellten Schaltung werden MOS-Transistoren in einem definierten Arbeitspunkt geprüft. Ein Spannungsteiler, der die den Prüfbedingungen entsprechenden Gatepotentiale zur Verfügung stellt, wird über das Relaisfeld mit der Quelle verbunden. Die Strommessung erfolgt über den Drainwiderstand. Zur Auswertung des Drainstromes sind die Grenzwerte als Bitmuster im Programmspeicher enthalten.

Zusammenfassung

Der Tester für analoge Bauelemente ist ein Prüfmittel für die Wareneingangskontrolle und wird bei der Prüfung ausgewählter Parameter an Operationsverstärkern, Komparatoren, MOS-Transistoren und zur Sortierung von Transistoren nach Stromverstärkungsgruppen eingesetzt. Die gemessenen Parameterwerte werden mit analogen Sollwerten verglichen, die in digitaler Form vorliegen und mit Hilfe eines D-A-Wandlers umgesetzt werden. Die Steuerung des Prüfablaufes erfolgt nach einem starren Taktschema. Eine Erweiterung des vorliegenden Prüflingssortiments innerhalb der vorgesehenen Anzahl von 32 verschiedenen Prüflingstypen ist durch eine geeignete Programmaufstockung möglich.
Bild 6 gibt den Tester in seiner Realisierung wieder.

Bild 5: Prüfschaltung für MOS-Transistoren

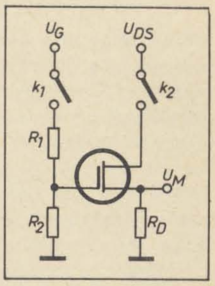
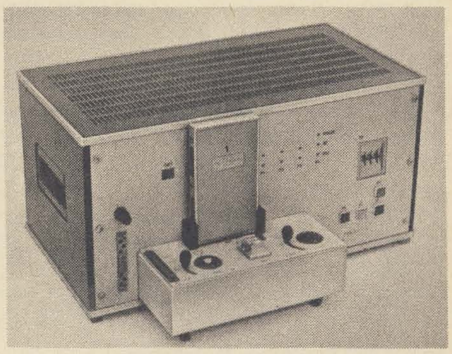


Bild 6: Tester für analoge Bauelemente ▼



Literatur

[1] Pabst, D.: Operationsverstärker, Grundlagen und Anwendungsbeispiele. Reihe Automatisierungstechnik, Band 108. Berlin: VEB Verlag Technik 1971

Impedanzwandler für Schwingungsmessungen mit piezoelektrischen Meßwandlern

Dipl.-Phys. ARNO KIEKBUSCH

Mitteilung aus dem VEB Peene-Werft Wolgast

Der Impedanzwandler ist hauptsächlich für Schwingungsmessungen vorgesehen, bei denen zwischen piezoelektrischem Beschleunigungsaufnehmer und nachfolgendem Meßverstärker bzw. Analysator ein übermäßig langes Kabel mit relativ geringem Wellenwiderstand eingesetzt werden muß. Er zeichnet sich durch großen Dynamik- und Frequenzumfang aus.

Diskret aufgebauter Impedanzwandler

Der Impedanzwandler ist ein Wechselspannungs-Elektrometerverstärker und dient zur rückwirkungsfreien Umwandlung der extrem hohen Impedanz des als Spannungsquelle wirkenden piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmers in eine niedrige Quellimpedanz für relativ niederohmige kabelgebundene Übertragungsstrecken, die ungenügende Übertragungseigenschaften für analoge NF-Signale aufweisen.

Für die zu lösende Aufgabe, die Übertragung von Schwingungsmeßwerten unter rauhen Umgebungs- und Einsatzbedingungen über große Entfernungen, wurden zwei Adern mit einem Wellenwiderstand von Z = 150 Ω des siebenadrigen Kabels vom Typ КСФ-6 in der im Bild 1 dargestellten Übertragungsstrecke genutzt. Dieses Kabel ermöglicht gleichzeitig die Realisierung von drei Schwingungsmeßkanälen, eines Kontrollkanales und die Stromversorgung für die Impedanzwandler.
Durch den optimalen Abschluß des Kabels mit einem dem Wellenwiderstand entsprechenden Widerstand entsteht durch den gleichgroßen Innenwiderstand des Impedanzwandlers ein Spannungsteiler, so daß für eine 0-dB-Signalübertragung der Impedanzwandler eine interne Verstärkung von 6 dB ($v_u = 2{,}0$) aufweisen muß. Schaltungstechnisch besteht der Impedanzwandler grundlegend aus dem hochohmigen Eingangsteil und einer Leistungsendstufe als Kabeltreiber und -anpaßstufe.

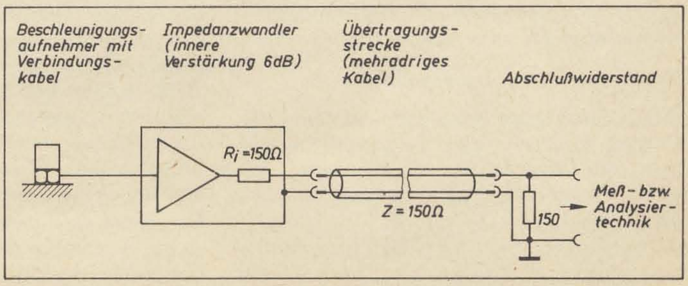


Bild 1: Prinzip der kabelspezifischen Übertragungsstrecke

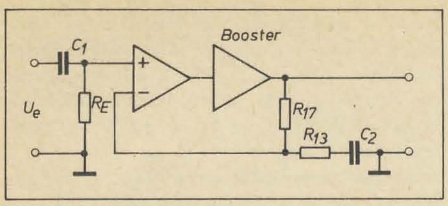


Bild 2: Wechselspannungs-Impedanzwandler

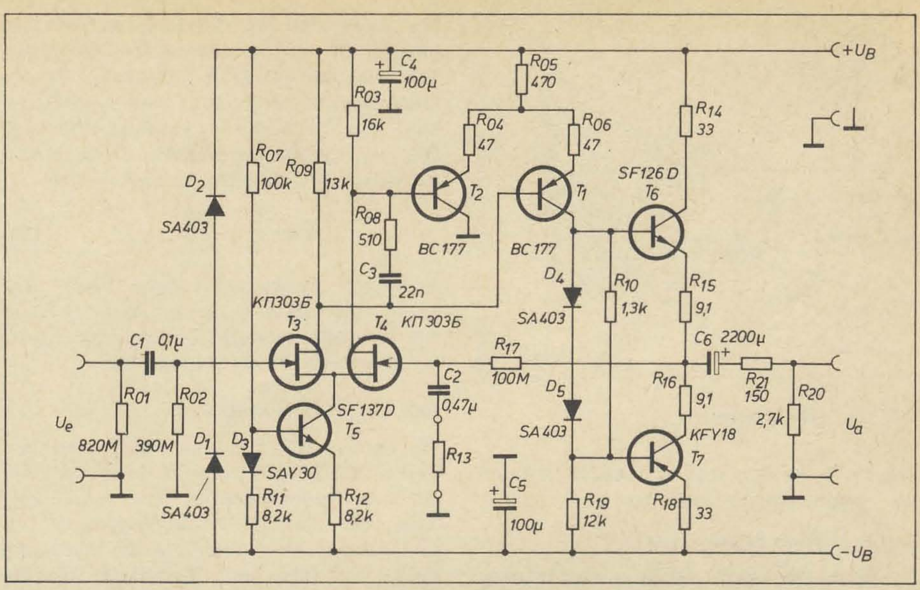


Bild 3: Schaltbild des Impedanzwandlers (R_{03} Abgleichwert; R_{13} verstärkungsbestimmend; C_6, R_{21} und R_{20} sind aufgabenspezifisch und können variiert werden oder u. U. entfallen)

Bild 2 zeigt das Blockschaltbild, Bild 3 die ausgeführte Schaltung des Impedanzwandlers. Der Eingangsteil wurde nach [1] und [2] diskret als einfacher Wechselspannungs-Operationsverstärker mit SFET-Eingangsdifferenzverstärker (T_3, T_4) und Konstantstromquelle (T_5) als gemeinsamer Sourcewiderstand realisiert. Die Konstantstromquelle sorgt für die bei einem Impedanzwandler wichtige Gleichtaktunterdrückung. Im Interesse einer guten Temperaturstabilität wurden die wegen der erforderlichen geringen Spannungsdrift auf gleiche Eingangskennlinie ausgesuchten SFETs T_3 und T_4 zusätzlich mit einer gemeinsamen Kühlschelle auf gleicher Gehäusetemperatur gehalten. Für T_3 und T_4 standen nicht die funktionell zweckmäßigen Dual-SFETs (wie z. B. КП 104, TIS 25, DN 349) zur Verfügung; MOSFETs erwiesen sich als ungeeignet, da sie besonders bei niedrigen Frequenzen relativ große Rauschzahlen im Bereich von 6...15 dB (100...500 μV/Hz) erreichen [3] [4].

Durch die frequenzselektive Gegenkopplung wird über C_2 die Verstärkung für Gleichspannungssignale zusätzlich möglichst klein gehalten. Außerdem werden die Eingangsfehlspannungen und ihre Temperaturdrift nicht verstärkt, so daß keine zusätzliche Nullpunktkompensation erforderlich ist.

Um die Wirkung der Eingangsströme zu kompensieren, müßte R_{17} dem Eingangswiderstand R_E etwa gleich sein, ansonsten ist in gewissen Grenzen ein spezifischer Abgleich der Drainwiderstände erforderlich und vertretbar.

Um den praxisbezogenen Gebrauchswert des Impedanzwandlers mit SFET-Eingangsstufe speziell für Beschleunigungs- und Stoßmessungen zu erhöhen, erweist sich nach [3] ein geschützter Eingang mit den hochsperrenden Siliziumdioden D_1 und D_2 als erforderlich. Als Schutzdiode eignet sich wegen ihres geringen Sperrstromes von < 40 pA der Typ SA 403. Da die SFETs und diese Dioden annähernd vergleichbare Eingangsströme aufweisen, ist der im Bild 3 angegebene Eingangsschutz nach [3] vertretbar.

Über den Transistor T_1 wird das Signal an der Drainelektrode von T_3 abgenommen und die Leistungsstufe (Kabelanpaßstufe) gesteuert, die als Booster mit den Transistoren T_6 und T_7 in den Rückkopplungszweig einbezogen ist, um eine große Bandbreite zu gewährleisten. Die Kabelanpaßstufe ist gegen Kurzschluß gesichert und basiert auf der Leistungsendstufe für Operationsverstärker nach [1] unter Beachtung von [5].

Technische Daten und Ergebnisse

Durch den großen Frequenz- und Dynamikumfang sowie die hohe Eingangsimpedanz bzw. -admittanz bietet sich ein weiter Anwendungsbereich des Impedanzwandlers an.

Grundlegend wird für Impedanzwandler eine 0-dB-, in Sonderfällen eine interne 6-dB-Spannungsverstärkung angestrebt. Hierbei wird der Übertragungsfaktor entsprechend groß gewählt und mit dem Festwiderstand R_{13} i. allg. einmalig abgeglichen.

Wegen des geringen Eigenrauschens kann der Impedanzwandler auch für andere piezoelektrische Meßwandler wie Mikrofone, Kraft- und Impedanzmeßdosen, Hydrofone u. a. verwendet werden. Weiterhin ist er auch zur Verstärkung von verhältnismäßig schwachen NF-Signalen geeignet, wenn die nachgeschalteten Meß- und Analysiergeräte nicht über eine ausreichende Eingangsverstärkung verfügen.

Die Anwendung des Impedanzwandlers wird in jedem Fall durch seine Parameter und technischen Daten bestimmt. Sie sind für die im Bild 3 angegebene Schaltung in den Tafeln 1 und 2 zusammengefaßt.

Für Anwendungen, bei denen es auf bedeutend höhere Genauigkeiten ankommt, empfiehlt sich eine Erweiterung der Differenzeingangsstufe zur Differenzkaskodenstufe [6], da diese Schaltungsvariante den bei 60 dB liegenden Gleichtaktfehler um ein Vielfaches reduziert; das erwies sich jedoch für den oben angeführten Verwendungszweck nicht als erforderlich.

Der Eingangswiderstand des realisierten Impedanzwandlers beträgt bei Raumtemperatur etwa 500 MΩ; er verringert sich mit steigender Temperatur und Luftfeuchte. Bei 55 °C und 60 % relativer Luftfeuchte beträgt er noch etwa 100 MΩ.

Die Verstärkung des Impedanzwandlers wird durch die Temperatur nicht wesentlich beeinflußt. Zwischen 10 °C und 55 °C bleibt die Änderung unterhalb der 1-%-Grenze.

Der MKC-Koppelkondensator C_1 am Eingang bestimmt zusammen mit dem Eingangswiderstand der SFET-Differenzstufe die untere Grenzfrequenz, die ebenfalls temperaturabhängig ist. Diese Änderung ist jedoch einerseits nur minimal (0,2 Hz bei 20 °C, 0,5 Hz bei 55 °C) und andererseits meistens uninteressant, da der garantierte Arbeitsfrequenzbereich der praktisch gebräuchlichen Beschleunigungsaufnehmer erst bei einigen wenigen Hertz beginnt.

Die obere Grenzfrequenz ist von der Belastung (kapazitive Belastung durch C_6 und Verbindungskabel), der Verstärkung und dem Signalpegel abhängig und für den praktischen Einsatz in der schwingungstechnischen Analyse- und Meßtechnik stets ausreichend.

Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau erfolgte auf einer Cevausitleiterplatte in einem weich verlöteten 0,5-mm-Messinggehäuse, das gleichzeitig zur elektrischen Abschirmung dient. Bild 4 zeigt den gekapselten Impedanzwandler als entsprechendes Labormuster im geöffneten Zustand mit Blick auf die Bestückungsseite der Leiterplatte. Wegen seines robusten Aufbaues, der schwingelastischen Halterung der Leiterplatte in Gummiprofilen und des bewußten Verzichts auf einstellbare Bauelemente ist der Impedanzwandler auch unter rauhen Umgebungs- und Einsatzbedingungen für Schwingungs- und Stoßmessungen geeignet. Die Signal- und Stromzuführung erfolgt über gebräuchliche Mikrosteckverbindungen, so daß die üblichen und vorhandenen Kabel- und Anschlußverbindungen eingesetzt werden können.

Funktionseinsatz

Für Schwingungsuntersuchungen wurden zehn Impedanzwandler gefertigt und erfolgreich erprobt. Sie wurden in einer elastischen allseitigen Halterung aus 10-mm-Polyurethan-Schaumstoff am schwingenden Bauteil befestigt, die Mikrosteckverbindungen wurden mit Klebewachs gesichert, die Verbindungskabel mit den üblichen Abfangvorrichtungen befestigt.

Bild 4: Labormuster des Impedanzwandlers (geöffnet)

Tafel 1: Technische Daten des Impedanzwandlers

Betriebsspannung	±15 V (oder +30 V bei virtueller erdfreier Masse)
Stromaufnahme	je 4 mA (oder 6 mA)
Stromversorgung	geregelte Netzteile $U_A/U_N = 1$ % z. B. 2 Stück Typ 3301/15 (VEB Statron) oder mit MAA 723
Abmessungen, Masse	
Leiterplatte bestückt	85 mm × 50 mm, etwa 30 g
Impedanzwandler mit Gehäuse	92 mm × 51 mm × 22 mm, etwa 120 g
Meßbereichswahl	durch Übertragungsfaktor des Aufnehmers bestimmt
Kabelanschluß	
Signalübertragung	Mikroflanschsteckdose Typ 5700
Stromversorgung	zweipolige Mikrohülse (Masse über Abschirmung)
Kurzschlußfestigkeit	≧ 60 min
Ausgang	direkt oder kapazitiv (C_0)
mechanische Schwingungsfestigkeit (TGL 200-0057)	Einsatzgruppe B III (Kabelabfangvorrichtungen!)

Tafel 2: Parameter bei 25 °C und Betriebsspannung ±15 V, 0,5 %

Meßbereich	≦ 2...4 000 mV
Spannungsverstärkung	
optimal	0 dB bzw. 6 dB
maximal	−6...+12 dB
Verstärkungsänderung	Variation von R_{13}
Eingangswiderstand R_E	≈ 500 MΩ
Eingangskapazität C_E	≈ 15 pF
zulässige Eingangsspannung $\hat{U}_{E\,max}$	≦ 130 V
Ausgangsspannung	
$\hat{u}$	≦ 10 V
$\tilde{u}$	≦ 5 V
Ausgangsstrom $\tilde{i}$	≦ 50 mA
Klirrfaktor (10 Hz...2 kHz) k	≦ 0,5 %
Anstiegszeit τ	≈ 5 µs
Eigenstörpegel $\tilde{u}_{Stör}$ (1 nF am Eingang)	≦ 20 µV
Innenwiderstand R_i	
spezifisch	150 Ω
allgemein	bis auf < 10 Ω reduzierbar
Lastimpedanz R_L	
spezifisch	150 Ω (Kabelimpedanz)
allgemein	≧ 10 kΩ für Vollaussteuerung

Effektivwertfrequenzgang (−3 dB, 1 nF am Eingang)

0 dB,	R_i = 10 Ω,	R_L = 10 kΩ	0,2 Hz...100 kHz
6 dB,	R_i = 10 Ω,	R_L = 10 kΩ	0,5 Hz...100 kHz
0 dB,	R_i = 150 Ω,	R_L = 10 kΩ	1 Hz...100 kHz
0 dB,	R_i = 150 Ω,	R_L = 150 Ω	2 Hz...100 kHz
6 dB,	R_i = 150 Ω,	R_L = 150 Ω	5 Hz... 80 kHz
12 dB,	R_i = 150 Ω,	R_L = 10 kΩ	1 Hz...100 kHz
12 dB,	R_i = 150 Ω,	R_L = 150 Ω	10 Hz... 60 kHz

Tafel 3: Kennwerte der IS К 140 УД 8 А (bei 25 °C und Betriebsspannung ±15 V, 0,5 %)

Eingangswiderstand	≈ 10^{12} Ω
Innenwiderstand	75 Ω
Eingangsstrom	45 pA
Flankensteilheit	5 V/µs
Frequenzbereich	maximal 1 MHz
Ausgangsstrom	maximal 20 mA
Spannungsverstärkung	maximal 100 dB
Offsetspannung	≈ 8 mV
Stromaufnahme	maximal 5 mA
Ausgangsspannungshub	±10,5 V

Die meßtechnisch ermittelten mechanischen Belastungen des Bauteiles, denen der schwingungsgedämpfte Impedanzwandler ausgesetzt war, lagen hauptsächlich im Frequenzbereich 20...60 Hz und betrugen als effektive Beschleunigung im Mittel 35 m s^{-2} und als Spitzenwert 125 m s^{-2} bei einer Einsatzdauer von etwa 50 Stunden.

Impedanzwandler mit К 140 УД 8

Von einem Einsatz monolithisch integrierter Operationsverstärker wurde bisher bei der Realisierung des Impedanzwandlers abgesehen, da allgemein nur Universal-Operationsverstärker der Typen A 109, MAA 741 und MAA 725 zur Verfügung standen, die wegen ihrer bipolaren Eingangsstufe entschieden zu niederohmig und außerdem nur bedingt kurzschlußfest sind. Sie müßten also ebenfalls um eine diskrete Eingangs- und Treiberstufe erweitert werden, so daß sich weder ein schaltungstechnischer noch ein funktioneller Vorteil gegenüber der angeführten diskreten Realisierung des Impedanzwandlers ergibt. Durch den Einsatz von SFET-Kaskoden in der Eingangsstufe integrierter Operationsverstärker werden jedoch extrem hohe Eingangswiderstände von etwa 10^{12} Ω und Eingangsruheströme < 100 pA erzielt.

Derartige Operationsverstärker werden jetzt aus sowjetischer Produktion angeboten. Die schematische Innenschaltung der IS К 140 УД 8 zeigt Bild 5, ausführlicher ist diese Schaltung in [7] dargestellt.

Die wichtigsten meßtechnisch ermittelten Daten einer К 140 УД 8 sind der Tafel 3 zu entnehmen.

Da die SFETs außerdem größere Arbeitsströme zulassen, wird eine bedeutend höhere Spannungsanstiegsgeschwindigkeit erreicht, was besonders für Stoß- bzw. Impulsmessungen von Interesse ist.

Leider ist der hohe Eingangswiderstand mit einer relativ hohen Offsetspannung und Spannungsdrift verbunden. Zwar läßt sich diese Offsetspannung durch eine von der IS MAA 741 bekannte externe Kompensationsschaltung beseitigen, aber wegen der unvollkommenen Symmetrie des Eingangs-Differenzverstärkers ist mit diesem Abgleich kein absolutes Minimum der Spannungsdrift zu erreichen. Unter Umständen können auch Anwendungsschwierigkeiten entstehen, da die Gleichtaktspannungsunterdrückung auf Grund der eingangsseitigen Asymmetrie verhältnismäßig gering ist.

Für die vorgesehene Realisierung eines Impedanzwandlers für Schwingungsmessungen und -untersuchungen mit piezoelektrischen Meßwandlern überwiegen jedoch die Vorzüge dieses Operationsverstärkers, speziell der extrem hohe Eingangswiderstand, das geringe Eigenrauschen bei tiefen Frequenzen, der große Ausgangsspannungshub, der relativ geringe Ausgangswiderstand und der ausreichend große Ausgangsstrom.

Ein als Labormuster realisierter Impedanzwandler mit dem integrierten Operationsverstärker К 140 УД 8 und Potentiometerkompensation gegen die negative Betriebsspannung und der im Bild 3 eingesetzten Eingangswiderstandskombination mit Schutzdioden lieferte zum Teil bessere technische Parameter im Vergleich zu der diskreten Ausführung.

Ergänzend soll an dieser Stelle auf die Realisierung eines nichtinvertierenden Verstärkers mit der К 140 УД 8 in [8] hingewiesen werden.

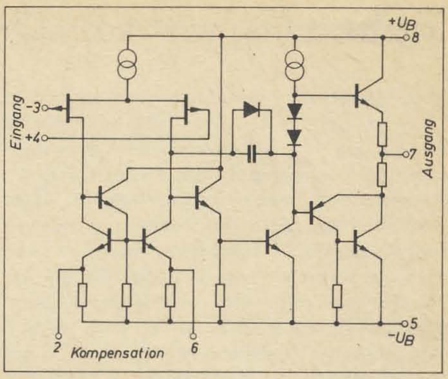


Bild 5: Prinzipinnenschaltung des Operationsverstärkers К 140 УД 8

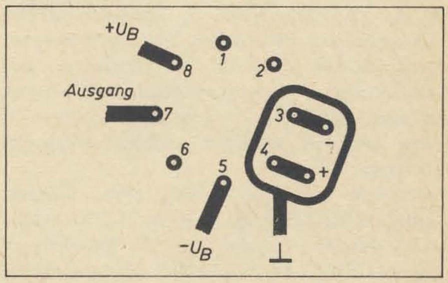


Bild 6: Begrenzung der Kriechströme durch Schutzring auf der Leiterzugseite [9]

Da für obige Experimente nicht die empfohlene Keramikleiterplatte zur Verfügung stand, wurde eine Cevausitleiterplatte genutzt und die Kriechströme nach [9] begrenzt, indem der im Bild 6 dargestellte Schutzring auf der Leiterzugseite mit Masse verbunden wurde; möglich wäre auch eine Verbindung mit dem auf Signalpotential liegenden Rückkopplungsnetzwerk. Mit diesem monolithisch integrierten Operationsverstärker und einigen wenigen diskreten Bauelementen läßt sich ein Impedanzwandler realisieren, der auf Grund seiner ausgezeichneten und optimal variierbaren Parameter sowie seiner geringen Abmessungen universell einsetzbar ist. Außerdem erscheint durch diese Vorzüge die Realisierbarkeit eines kompakten piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmers mit internem Impedanzwandler möglich, da sich beispielsweise beim Meßwertaufnehmer KD 35 die Bauhöhe nur etwa verdoppeln würde.

Literatur

[1] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1972

[2] Kühne, H.: Temperaturstabile Impedanzwandler mit hohem Eingangswiderstand. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 10, S. 335–338

[3] Tietze, U.: MOS-FET-Elektrometerverstärker mit geschütztem Eingang. Elektronik 16 (1967) H. 10, S. 313–316

[4] Lessen, M.: Feldeffekttransistoren. Amateurreihe electronica 131. Berlin: Militärverlag der DDR 19

[5] Anschluß an ein niederohmiges Ausgangskabel. Electronics 48 (1975) H. 18, S. 108

[6] Kupfer, K.: Die Differenzkaskodestufe. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 9, S. 307–310

[7] Katalog sowjetischer Halbleiterbauelemente. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 19/20, S. 662

[8] Müller, D.: Integrierter Verstärker mit hochohmigem FET-Eingang. Elektronisches Jahrbuch 1980, S. 110–116. Berlin: Militärverlag der DDR

[9] Herpy, M.: Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akademia Kiado 1976

Siebensegment-BCD-Dekoder

Die Umsetzung der Siebensegmentkodierung in den BCD-Kode scheint zunächst sinnlos, da die Information in der erstgenannten Kodierung für die Ansteuerung der Anzeigebauelemente vorgesehen ist. Geht man aber von LSI-Schaltkreisen aus, wie sie beispielsweise in Taschenrechnern vorkommen, so sind derartige Dekoder die einzige Möglichkeit, um die angezeigten Daten gleichzeitig im BCD-Kode für eine weitere Verarbeitung bereitzustellen. Auf diese Weise können die Ausgabedaten zusätzlich binär verschlüsselt abgespeichert oder auch für Steuerzwecke ausgenutzt werden.
Im folgenden sollen drei im Aufwand und in der Aufgabenstellung unterschiedliche Lösungen des genannten Dekoders besprochen werden. Obwohl die Varianten auf TTL-Schaltkreise zugeschnitten sind, können selbstverständlich äquivalente Gatter in einer anderen Schaltkreistechnik eingesetzt werden.
Eine sehr einfache Lösung eines Siebensegment-BCD-Dekoders zeigt Bild 1. Insgesamt werden nur die vier TTL-Schaltkreise IS_1 = D 204 C, IS_2 = D 120 C, IS_3 = D 110 C und IS_4 = D 100 C benötigt. Tafel 1 zeigt die Umsetzung der Ziffernausgabe in die zwei Kodeformen. Für die Umsetzung in den BCD-Kode werden nur die Informationen an den Segmenten a, b, e, f und g benötigt. Bei den Ziffern 6 und 9 können die Segmente a bzw. d ohne Ansteuerungsspannung bleiben.
Bild 2 zeigt eine etwas aufwendigere Dekoderschaltung. Hier werden insgesamt fünf integrierte Schaltungen (IS_1 bis IS_4 wie bei Variante 1, IS_5 = D 110 C) benötigt. Bei beiden Varianten wird bei einem leuchtenden Segment dem Eingang des Dekoders ein H-Pegel angeboten. Bei der dritten Schaltung (Bild 3) ist der L-Pegel, wie er beispielsweise bei Taschenrechnern mit MOS-IS an den Ausgängen der Treibertransistoren vorkommt, die bestimmende Größe.
Diese Schaltung benötigt ebenfalls fünf Schaltkreise. Wird kein Segment angesteuert, dann liegt an allen vier BCD-Ausgängen H-Pegel. Das Minuszeichen (Segment g wird angesteuert) legt den Ausgang A auf L-Pegel. Ein freies NAND-Gatter mit drei Eingängen kann noch zur Anzeige des Minuszeichens (L-Pegel am Ausgang E) herangezogen werden. Es werden die gleichen IS-Typen wie bei den anderen Varianten benötigt. Die logischen Gleichungen für alle drei Varianten sind in Tafel 2 zusammengestellt.

Dipl.-Ing. G. Turinsky

Literatur

[1] Shouler, P.: Improved circuit for seven segment converter. Electronic Engineering 49 (1977) H. 592, S. 21

[2] Chandrasehkar, V. T.; Ramaduri, R.: Seven segment to bcd converter uses standard ttl. Electronic Engineering 49 (1977) H. 587, S. 19

[3] Svestka, M.: Seven segment to bcd converter for calculator chips. Electronic Engineering 49 (1977) H. 596, S. 39

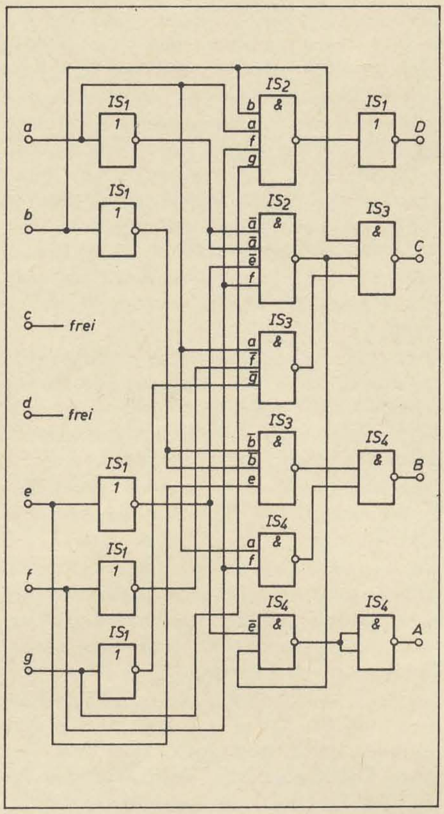


Bild 1: Siebensegment-BCD-Dekoder, Variante 1 [1]

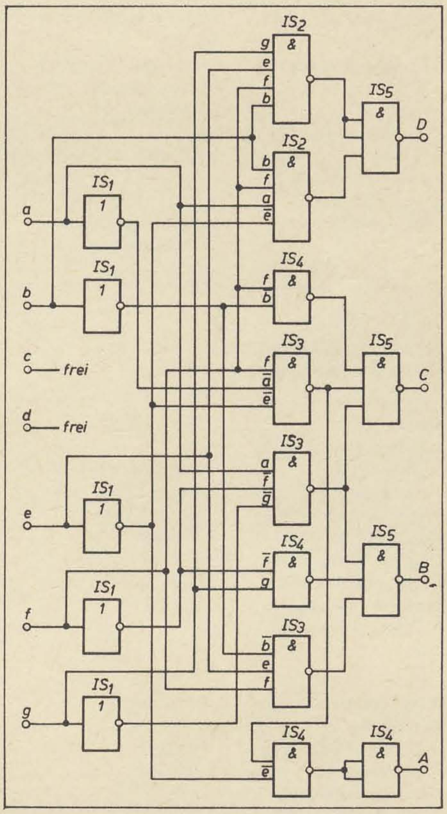


Bild 2: Siebensegment-BCD-Dekoder, Variante 2 [2]

Tafel 1: Kode-Konvertertabelle

Dezimalzahl	Siebensegment-Kode a	b	c	d	e	f	g	BCD-Kode D	C	B	A
0	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L
1	L	H	H	L	L	L	L	L	L	L	H
2	H	H	L	H	H	L	H	L	L	H	L
3	H	H	H	H	L	L	H	L	L	H	H
4	L	H	H	L	L	H	H	L	H	L	L
5	H	L	H	H	L	H	H	L	H	L	H
6	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	L
7	H	H	H	L	L	L	L	L	H	H	H
8	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L
9	H	H	H	L	L	H	H	H	L	L	H

Tafel 2: Logische Gleichungen zu den Dekoderschaltungen

Dekoderschaltung	logische Gleichungen
Bild 1	$A = \bar{e} \cdot a + \bar{e} \cdot \bar{f}$ $B = \bar{b} \cdot e + a \cdot f$ $C = \bar{a} \cdot \bar{e} \cdot f + \bar{b} + a \cdot \bar{f} \cdot \bar{g}$ $D = a \cdot b \cdot f \cdot g$
Bild 2	$A = \bar{e} + \bar{a} \cdot \bar{e} \cdot f$ $B = \bar{f} \cdot g + \bar{b} \cdot e \cdot f + a \cdot \bar{f} \cdot \bar{g}$ $C = \bar{b} \cdot f + \bar{a} \cdot \bar{e} \cdot f + a \cdot \bar{f} \cdot \bar{g}$ $D = b \cdot e \cdot f \cdot g + a \cdot b \cdot \bar{e} \cdot f$
Bild 3	$A = \overline{\bar{a} \cdot g + e}$ $B = a \cdot \overline{e \cdot g} + \bar{b} \cdot e + \bar{c} + \bar{f} \cdot g$ $C = a \cdot e \cdot g + a \cdot g + b$ $D = a \cdot b \cdot f \cdot g + c \cdot d$ $E = \overline{\bar{A} \cdot C \cdot D}$

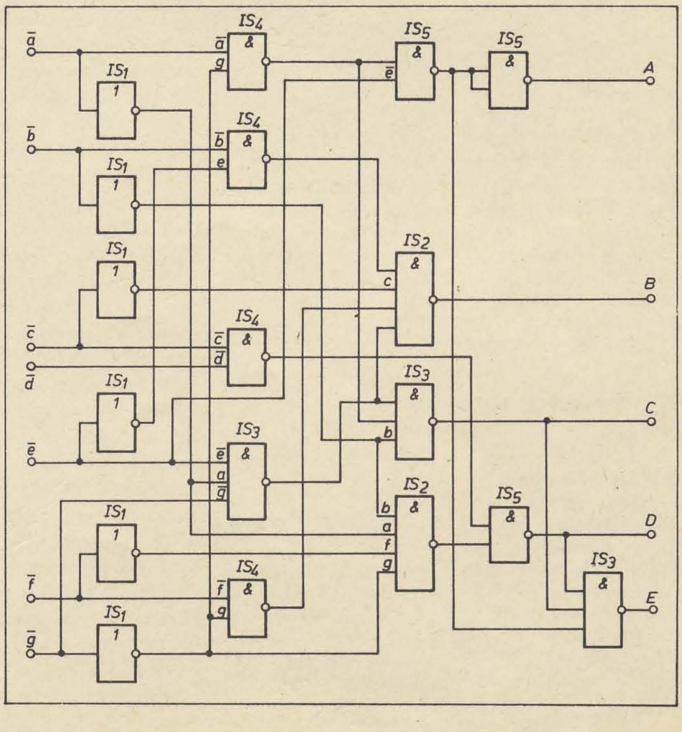


Bild 3: Siebensegment-BCD-Dekoder, Variante 3 [3]

Schutzschaltungen für NF-Leistungsverstärker

Dipl.-Ing. WOLFRAM FRIEDRICH

Die Erhöhung der Ausgangsleistungen bei hochwertigen NF-Leistungsverstärkern und auch die Erhöhung der Kanalzahlen macht es erforderlich, die Endstufen und Lautsprecherkombinationen vor Beschädigungen durch Fehlanpassung, Kurzschluß bzw. Fehlern in den Verstärkern (Stromversorgung, Mittenspannungsregelung) zu schützen. Im folgenden wird eine Übersicht über derartige Schutzschaltungen gegeben.

NF-Leistungs- oder Endverstärker werden in steigendem Maße mit speziellen Schutzschaltungen ausgerüstet, um die hochwertigen Endstufentransistoren vor Zerstörung durch elektrische bzw. thermische Überlastung zu schützen. Bei Kurzschluß am Verstärkerausgang werden die starken Signalgegenkopplungen praktisch wirkungslos, so daß schon kleinste Eingangsspannungen eine Gefahr für die Transistorendstufen bedeuten. Zusätzliche Schutzmaßnahmen für hochwertige Lautsprecherboxen oder -kombinationen sind erforderlich, wenn im Verstärker eine Gleichstromankopplung (DC-Technik) für den Lastwiderstand realisiert wird. Bei einem Defekt in der Stromversorgung bzw. in der Mittenspannungsregelung des Verstärkers kann eine unerwünschte Ausgangsgleichspannung zu einer Gefahr für die Lautsprecher werden.

Folgende Schutzmaßnahmen für hochwertige Leistungsverstärker sind einzeln oder kombiniert möglich:

- Schutz vor thermischer Überlastung infolge zu niederohmigen Abschlusses oder übermäßiger thermischer Belastung (mangelhafte Kühlung, unzulässige Umgebungstemperaturen). Es erfolgt im allgemeinen eine verminderte Aussteuerung der Endstufe oder des gesamten Verstärkers [1] [2] [3]. Als Meßwertaufnehmer werden temperaturabhängige Widerstände eingesetzt oder die Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung von Dioden bzw. Transistoren ausgenutzt. Die recht große thermische Trägheit ergibt allein meist nur einen unzureichenden Schutz.
- Schutz vor zu hohen Strömen oder Spannungen. Im einfachsten Fall erfolgt nur eine einfache Ausgangsstrombegrenzung [1]. Bei höheren Betriebsspannungen wird gelegentlich eine kombinierte Schutzschaltung gegen zu hohe Ströme und Spannungen eingesetzt. Die einfachen Möglichkeiten der monolithischen Integration ermöglichen den Einsatz solcher kombinierten Schutzschaltungen in integrierten Leistungsverstärkern mit einer Ausgangsleistung ≧ 10 W. Damit ist zugleich die Möglichkeit des wirksamen Schutzes vor Durchbrüchen zweiter Art gegeben [4] [5] [6] [7].
- Schutz des Lautsprechers vor unzulässigen Gleichspannungen bei Verstärkern mit Gleichstromkopplung (DC-Kopplung) des Lautsprechers durch einen Gleichspannungsdetektor [8] [12].

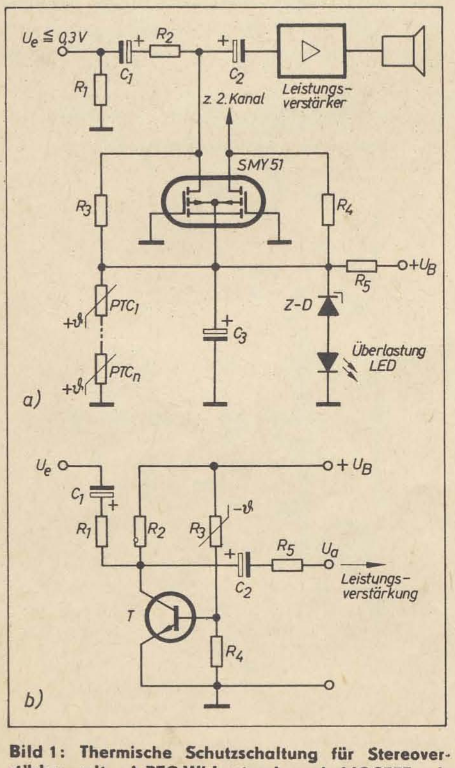


Bild 1: Thermische Schutzschaltung für Stereoverstärker mit a) PTC-Widerstand und MOSFET als Stellglied; b) NTC-Widerstand und bipolarem Transistor als Stellglied

Die dem Bauelemente- und Lautsprecherschutz dienenden Schaltungsmöglichkeiten sind ein wichtiger Beitrag zur Zuverlässigkeitserhöhung. Sie lassen sich beim nachträglichen Einbau in vorhandene Verstärker fast immer mit den zur Unterdrückung von Einschaltstörgeräuschen vorhandenen Verzögerungsschaltungen kombinieren.

Schutz vor thermischer Überlastung

Die thermische Belastung von Leistungsendstufen wird im normalen Betrieb hervorgerufen durch den erforderlichen Ruhestrom und die freiwerdende Verlustleistung während der Aussteuerung. Bei einer Aussteuerung von

$$m = \frac{2}{\pi} \approx 0{,}64$$

ist die freigesetzte Verlustleistung ein Maximum, der theoretisch erreichbare Wirkungsgrad einer Gegentakt-B-Endstufe liegt bei

$$\eta = \frac{\pi}{4} \approx 78\,\%$$

Die maximal zulässige Verlustleistung wird wesentlich bestimmt von der maximal zulässigen Kristall- oder Chiptemperatur $\vartheta_{j\,max}$, dem wirksamen thermischen Gesamtwiderstand R_{thg} und von der Umgebungstemperatur ϑ_u.

Thermische Schutzschaltungen haben die Aufgabe, die thermischen Verhältnisse der Endstufe zu erfassen und bei Erreichung eines Grenzwertes den Verstärker abzuschalten bzw. die Aussteuerung zu vermindern. Die technisch einfachste Möglichkeit besteht im Einsatz von temperaturabhängigen Halbleiterwiderständen, die in einen guten thermischen Kontakt mit den zu schützenden Bauelementen gebracht werden müssen. Wie bereits erwähnt, lassen sich auch Halbleiterdioden oder Transistoren als Meßfühler einsetzen, wobei entweder die Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung oder die des Sperrstromes genutzt werden kann.

Bild 1 zeigt zwei einfache Möglichkeiten thermischer Überlastsicherungen, bei denen über einen steuerbaren Spannungsteiler eine Reduzierung der Aussteuerung erfolgt [1] [2]. Selbst bei einem guten thermischen Kontakt zu den zu schützenden Bauelementen ist die thermische Trägheit meist zu groß, um allein z. B. bei Ausgangskurzschluß einen ausreichenden Schutz bieten zu können. Die dargestellten Schaltungen lassen sich sehr einfach in bereits bestehende Verstärker einsetzen und stellen einen durchaus wirksamen Schutz im Falle ungünstiger Betriebsverhältnisse dar.

Der Nachteil einer hohen thermischen Trägheit wird bei einer direkten Messung der Kristalltemperatur [3] vermieden. Da die Basis-Emitterspannung eines Si-Transistors mit einem Temperaturkoeffizienten von $\approx -2{,}2$ mV/K abnimmt, kann mit einer Brückenschaltung diese Spannung an je einem Endstufentransistor gemessen werden. Unterschreitet die gemessene Spannung einen Grenzwert, so wird z. B. der Lautsprecher vom Verstärker abgetrennt. Die Schutzschaltung wird häufig mit einer Einschaltverzögerung kombiniert.

Bild 2 zeigt die in [3] beschriebene Schutzschaltung. In einer Brückenschaltung werden die Basis-Emitterspannungen der Endstufentransistoren mit der Spannung des Spannungsteilers R_3, R_4 verglichen. T_1 und T_2 verstärken die Diagonalspannungen der Brücke. Die Messung erfolgt während der negativen Signalhalbwelle, wobei in die Transistoren der erforderliche Basisstrom über R_1 bzw. R_7 eingespeist wird. Mit steigender Kristalltemperatur in den Endstufentransistoren steigen auch die Kollektorströme der Transistoren T_1 und T_2. Beim Erreichen der Grenztemperatur werden T_3 und T_4 leitend. Eine positive Rückkopplung über R_8 beschleunigt den Umschaltvorgang und legt eine definierte Hysterese fest. T_5 (Einschaltverzögerung) wird bei zu hoher Kristalltemperatur gesperrt, und durch den Abfall des Relais werden die Lautsprecher vom Verstärker getrennt. Dieses Schaltungsprinzip wird nicht durch unzulässige thermische Trägheiten in seiner Wirksamkeit eingeschränkt und stellt für diskret aufgebaute Verstärker den wohl bestmöglichen Schutz vor thermischen Überlastungen dar, erfordert aber in Abhängigkeit von der Schaltungskonzeption des Verstärkers Eingriffe und Schaltungsänderungen.

Überstromschutz

Überstromschutzschaltungen sollen im Falle

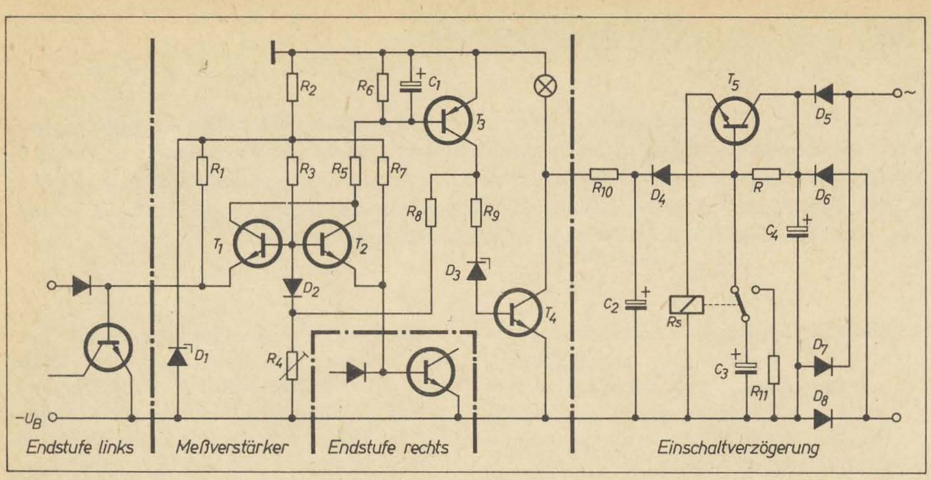


Bild 2: Thermische Schutzschaltung mit direkter Messung der temperaturabhängigen Basis-Emitterspannung der Endstufentransistoren

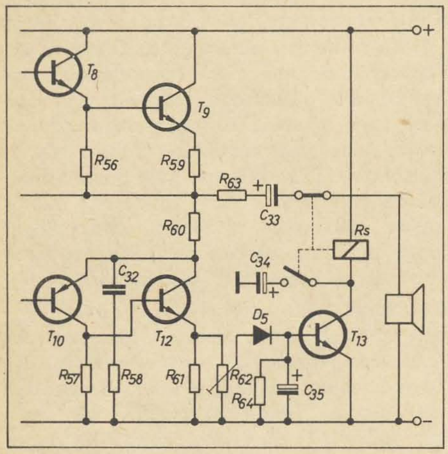


Bild 3: Einfache Überstromschutzschaltung des Stereoverstärkers HiFi-50 Quadro-Effekt

eines zu niederohmigen Verstärkerabschlusses oder eines Kurzschlusses die Endstufentransistoren vor Zerstörung schützen.

Eine sehr einfache Möglichkeit stellt die Messung des Emitterstromes eines Endstufentransistors und die Abschaltung des Lautsprechers bei Erreichen des Grenzstromes dar. Bild 3 zeigt eine sehr einfache, im HiFi-50-Quadro-Effekt [9] realisierte Schutzschaltung.

Am weitesten verbreitet ist jedoch die Messung des Emitterstromes an beiden Endstufentransistoren und die Verminderung der Aussteuerung bei Überschreiten des zulässigen Stromes [1] [8]. Mit diesen Schaltungen lassen sich beide Halbwellen überwachen. Das Schaltungsprinzip ist im Bild 4a [8] dargestellt.

Der stromproportionale Spannungsabfall an den Emitterwiderständen R_{34} und R_{35} wird T_{11} und T_{12} zugeführt. Überschreitet der Spannungsabfall die Schwellspannung der Transistoren, so werden diese leitend, und über die komplementären Transistoren T_9, T_{10} wird das an den Treibertransistoren T_{13}, T_{14} anliegende NF-Signal kurzgeschlossen. Da im Störungsfall der Ausgangsstrom auf dem maximal zulässigen Wert gehalten wird und die Verlustleistung gegenüber dem normalen Betriebsfall dabei bis auf das Dreifache ansteigt, sind an die Stromversorgung und an die thermische Stabilität des Verstärkers (Kühlkörperdimensionierung) hohe Anforderungen zu stellen.

Günstiger sind Schutzschaltungen, die im Störungsfall die Verlustleistung vermindern, so daß bei sonst gleicher Verstärkerdimensionierung entweder die Ausgangsleistung erhöht oder der Aufwand zur Abführung der Verlustleistung reduziert werden kann.

Die im Bild 4b dargestellte Schutzschaltung hat prinzipiell die gleiche Funktion wie die bereits im Bild 4a beschriebene Schaltung. Im ungestörten Betrieb wird ein Kompensationssignal gebildet, das eine hohe Verstärkeraussteuerung ohne Ansprechen der Schutzschaltung ermöglicht. Im Störungsfall wird der Ausgangsstrom auf einen relativ niedrigen Wert begrenzt. Thermische Probleme treten in der Endstufe praktisch nicht mehr auf, und die gleiche Endstufenbestükkung ist prinzipiell in der Lage, eine um den Faktor 2 bis 3 höhere Ausgangsleistung abzugeben [3]. Die Bauelemente R_{18}, D_7 bzw. R_{19}, D_8 (Bild 4b) erzeugen im ungestörten Betrieb die erwähnte Kompensationsspannung, die der von R_{24} und R_{25} herrührenden Steuerspannung entgegenwirkt und T_7 und T_8 gesperrt hält. D_5, D_6 verhindern, daß die Transistoren in den inversen Betriebszustand gelangen.

Gleichspannungsdetektoren

Für hochwertige HiFi-Endstufen werden in steigendem Maße Schaltungskonzepte realisiert, bei denen die Lautsprecher nicht über einen Koppel- oder Trennkondensator angeschlossen werden. Da besonders bei tiefen Frequenzen die Trennkondensatoren einen nicht zu vernachlässigenden Blindwiderstand darstellen und dadurch der Frequenz- und Phasengang und das Einschwingverhalten negativ beeinfluß werden, stellt der Wegfall dieser vor allem auch recht voluminösen Bauteile einen unbestreitbaren Vorteil dar. Dieser Vorteil wird auch durch die Notwendigkeit einer dualen Stromversorgung (gegen Masse eine positive und eine gleichgroße negative Betriebsspannung) prinzipiell nicht geschmälert. Im Rema toccata 940 hifi wurde ein solcher leistungsfähiger Endverstärker in diskreter Technik realisiert [10]. Durch den Einsatz eines Differenzverstärkers wird die Mittelgleichspannung am Verstärkerausgang durch eine wirksame Gleichspannungsgegenkopplung stets auf 0 V gehalten. Im Störungsfall ist es jedoch nicht auszuschließen, daß die angeschlossenen hochwertigen Lautsprecherboxen von einem mehr oder weniger großen Gleichstrom durchflossen werden. Dabei kommt es im einfachsten Fall infolge der Gleichstrombelastung der Schwingspule zu einer Vorauslenkung und damit zu einer Verschlechterung der Wiedergabequalität. Thermische Beschädigungen bzw. Zerstörung der Schwingspule sind weitere Gefahrenmomente. Leistungsverstärker mit einer Ausgangsleistung $\geqq 50$ W werden deshalb meist mit Schutzschaltungen auch für die Lautsprecher ausgerüstet. Diese Schutzschaltungen, meist Gleichspannungsdetektoren genannt, lassen sich ebenfalls mit einer meist vorhandenen elektronischen Einschaltverzögerung kombinieren.

Bild 5a zeigt einen einfachen Gleichspannungsdetektor, der den Verstärkerausgang hinsichtlich unzulässiger Gleichspannungen überwacht. Beim Einschalten des Verstärkers wird T_2 erst durchgesteuert und damit über Rs der Lautsprecher verzögert an den

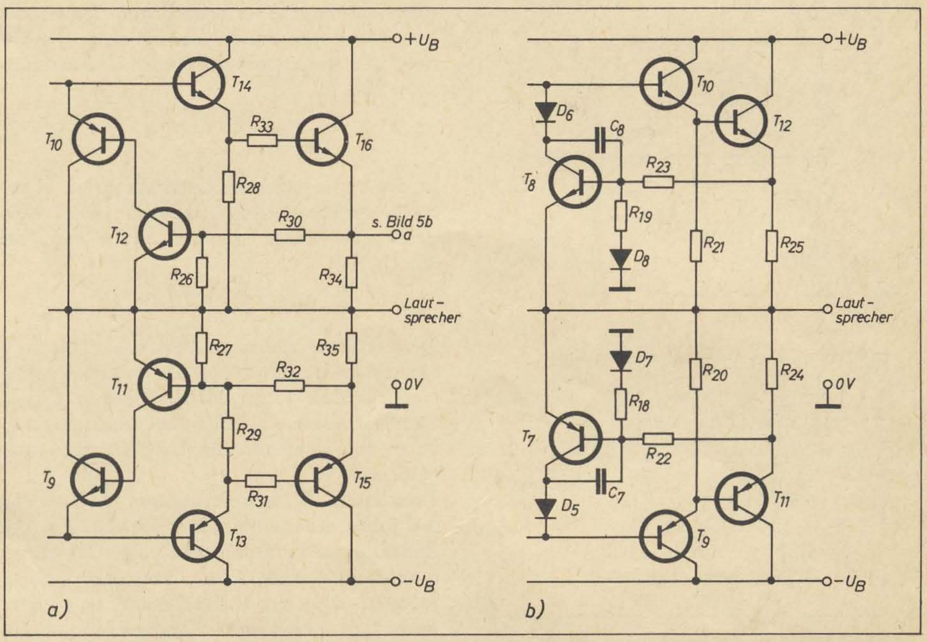


Bild 4: Überstromschutzschaltungen mit Verminderung der Verstärkeraussteuerung im Überlastungsfall. a) Begrenzung bei maximaler Verlustleistung; b) rückläufige Begrenzung zur Verringerung der Verlustleistung

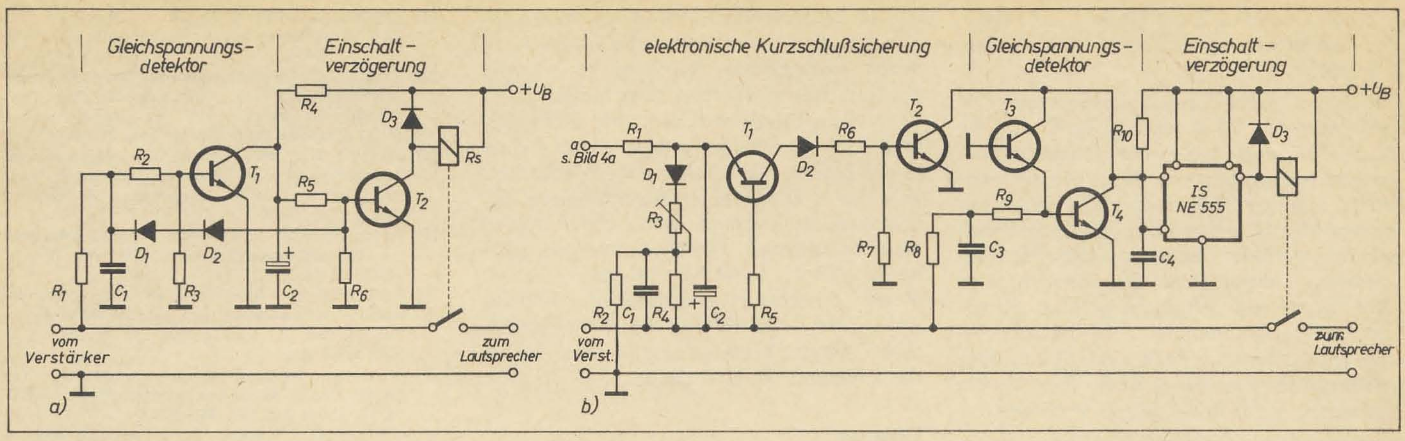


Bild 5: a) Gleichspannungsdetektor für Leistungsverstärker in DC-Technik, kombiniert mit einer elektronischen Einschaltverzögerung; b) Gleichspannungsdetektor für Verstärker in DC-Technik, kombiniert mit einer elektronischen Einschaltverzögerung und einer elektronischen Kurzschlußsicherung

Verstärkerausgang geschaltet, wenn C_2 über die Schwellspannung aufgeladen ist. Über den Eingangstiefpaß R_1, C_1 gelangt das Ausgangssignal auf den Gleichspannungsdetektor. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses ist so zu wählen, daß nur Gleichspannungen und extrem tieffrequente Signale (Störsignale, Arbeitspunktwanderungen) ausgewertet werden. Positive Gleichspannungen steuern T_1 auf, so daß C_2 kurzgeschlossen wird und damit die Lautsprecher vom Verstärker getrennt werden. Negative Ausgangsspannungen werden über D_1, D_2 direkt zur Basis T_2 geführt und bewirken ebenfalls ein Abschalten der Lautsprecher. Diese sehr einfache Schutzschaltung eignet sich gut zum Nachrüsten vorhandener Leistungsverstärker.

Bild 5b zeigt eine weitere Schaltung für einen Gleichspannungsdetektor, der ebenfalls mit einer elektronischen Einschaltverzögerung kombiniert ist und zusätzlich noch die Funktion einer elektronischen Überstromsicherung übernimmt. Die elektronische Einschaltverzögerung wird mit dem Timer-Schaltkreis NE 555 [11] realisiert, sie weist gegenüber einer diskret aufgebauten Einschaltverzögerung keinerlei Besonderheiten auf. Über den Eingangstiefpaß R_8, C_3 wird der Gleichspannungsdetektor mit T_3, T_4 angesteuert. Positive Spannungen steuern T_3 durch, negative T_4. In beiden Fällen wird die zeitbestimmende Kapazität C_4 kurzgeschlossen und der Lautsprecher vom Ausgang abgetrennt.

Die elektronische Kurzschlußsicherung (T_1) ergänzt die Überstrombegrenzung in der Schaltung Bild 4a. Dabei werden gleichzeitig Ausgangsstrom und -spannung des Verstärkers überwacht. Um eine einwandfreie Funktion auch bei größeren Phasenabweichungen zu sichern, werden aus den Ausgangsgrößen Gleichspannungen abgeleitet. Die durch die Gleichrichterschaltungen bedingte Integrationszeit bleibt ohne negativen Einfluß, da der Verstärker noch über eine unverzögerte Strombegrenzung verfügt. Die positive Halbwelle des Ausgangsstromes lädt C_2 auf. Gleichzeitig wird aus der Ausgangsspannung eine Kompensationsspannung gebildet, die dem Integrationskondensator über R_2, R_3 und D_1 zugeführt wird. Ist nun der ausgangsseitige Lastwiderstand unzulässig klein, so reicht die Kompensationsspannung nicht mehr aus. Die resultierende Spannung an C_2 wird positiv und T_1 damit ausgesteuert. Damit wird über T_2 der zeitbestimmende Kondensator kurzgeschlossen. Mit dem Abschalten der Lautsprecher verringert sich auch der Ausgangsstrom, so daß T_1 und T_2 wieder sperren. Nach 2...3 s wird der Lautsprecher von der elektronischen Zeitverzögerung erneut an den Verstärkerausgang angeschaltet. Besteht die Störung weiterhin, so wird der Lautsprecher nach einigen 10 ms wieder abgeschaltet. Diese Schaltungskonzeption [8] gewährleistet mit relativ geringen technischen Mitteln einen guten Mehrfachschutz des Verstärkers und der Lautsprecher.

Schutzschaltungen für integrierte Leistungsverstärker

Die nach neuesten technologischen Aspekten entwickelten Bauelementekonfigurationen ermöglichen den Betrieb integrierter Schaltungen bei höheren Betriebsspannungen und -strömen. Diese erweiterten Betriebsbedingungen für monolithtische Bipolarschaltkreise sind eine Voraussetzung, höhere Ausgangsleistungen zu erreichen. Zur Gewährleistung einer hohen Betriebszuverlässigkeit werden Leistungsverstärker mit einer Ausgangsleistung ≥ 10 W meist mit einer integrierten Schutzschaltung ausgerüstet, die den Verstärker vor thermischer bzw. elektrischer Überlastung schützen soll. Ein Beispiel für solche, auch höchsten Ansprüchen gerecht werdende integrierte Schaltkreise sind die Verstärker TDA 2020 [4] [5] [6] [7] und MDA 2010/2020 [7]. Sie wurden im HiFi-Steuergerät Carat S [13] eingesetzt.

Bei den genannten IS handelt es sich um Leistungsverstärker, die aus einer dualen Stromversorgung zu speisen sind. Ihre Schaltungstechnik und auch die äußere Beschaltung erinnern stark an einen Operationsverstärker. Durch den verwendeten Eingangsdifferenzverstärker sichert diese Schaltungstechnik eine optimale Mittenspannungsregelung (DC-Technik) und ermöglicht die einfache Realisierung von Leistungsverstärkern in Brückenschaltung [4] [7].

Bild 6 zeigt die in [5] [6] [7] beschriebene Schutzschaltung in ihrem Zusammenwirken mit der Endstufe. Mit T_1 ist symbolisch die Treiberstufe angedeutet, die die Endstufe T_2 bis T_5 ansteuert. Zur Temperaturbegrenzung dient die Schutzschaltung T_6, T_7. Den Basen dieser Transistoren wird eine Referenzspannung von $U_{BE} \approx 0{,}34$ V zugeführt. Wenn die Chiptemperatur 150 °C übersteigt, werden beide Transistoren leitend und vermindern über die der Strom- und Leistungsbegrenzung zugeordneten Transistoren T_8, T_{10} die Ansteuerung der Endstufe. Der Vorteil der Integration von Leistungsverstärker

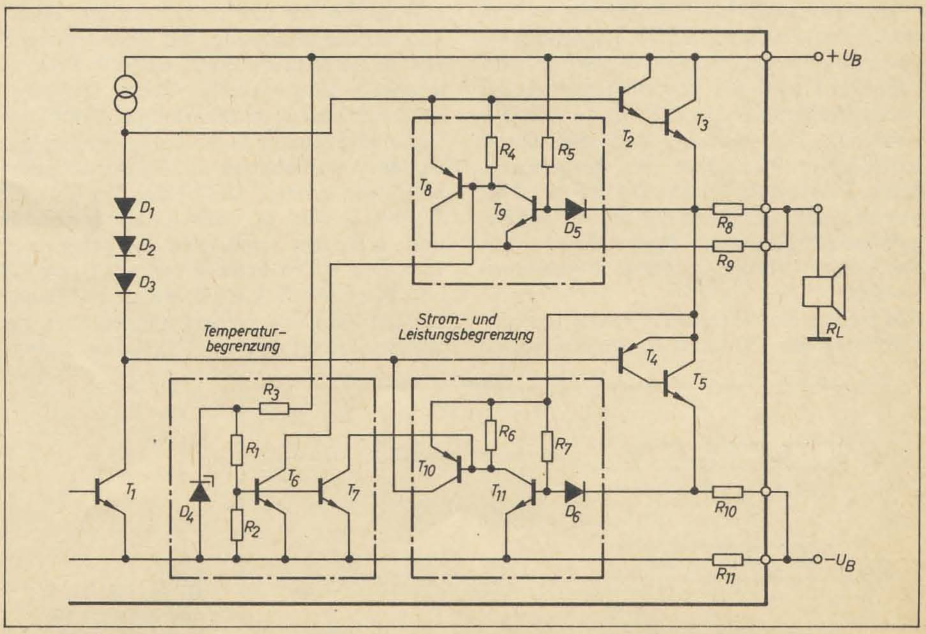


Bild 6: Schutzschaltung eines integrierten Leistungsverstärkers und ihr Zusammenwirken mit der Endstufe

und Schutzschaltung auf einem Chip liegt in der erheblich verminderten thermischen Trägheit.

Zur Strom- und Leistungsbegrenzung im npn-Zweig (T_2, T_3) dienen T_8, T_9, D_5, R_4, R_5, R_8, R_9. Der vom npn-Zweig gelieferte Ausgangsstrom ergibt an R_8 einen proportionalen Spannungsabfall. R_8 und R_9 haben nur wenige 10 mΩ und werden von den Bonddrähten gebildet. Eine aus der Betriebsspannung abgeleitete Komponente wird über R_5 auf die Schaltung geführt. Strom- und Spannungskomponente werden gemeinsam T_9 zugeführt. Im Falle einer Strom- oder Leistungsüberschreitung wird über T_8 die Ansteuerung des npn-Zweiges verringert.

Im pnp-Zweig erfolgt die Begrenzung analog, d. h., in beiden Zweigen arbeiten die Schutzschaltungen unabhängig voneinander. Die gleichzeitige Erfassung von Strom- und Spannungskomponente sichert bei den relativ hohen Betriebsspannungen den erforderlichen Schutz vor Durchbrüchen zweiter Art.

Mit Schutzschaltungen dieser Art sind integrierte Leistungsverstärker ausreichend gegen thermische und elektrische Überlastung durch mangelhafte Kühlung, zu geringe Lautsprecherimpedanzen oder ausgangsseitigen Kurzschluß gesichert. Bei Störungen in der Stromversorgung oder einem Fehler in der äußeren Beschaltung des Verstärkers kann es u. U. zu einer Beschädigung der Lautsprecher kommen, wenn am Ausgang eine unzulässige Gleichspannungskomponente auftritt. Vorsorge läßt sich hier mit einem Gleichspannungsdetektor (Bild 5a) treffen, der – kombiniert mit der elektronischen Einschaltverzögerung – den Schutz der Lautsprecher übernimmt.

Literatur

[1] Graichen, G.: Eisenlose NF-Verstärker mit Kurzschlußsicherung. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 15, S. 511 und 512

[2] Jakubaschk, H.: Schutzschaltung gegen thermische Überlastung eisenloser Endstufen. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 8, S. 253 und 254

[3] Friedenberger, D.: Schutzmaßnahmen für Leistungsendstufen. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 15, S. 505 und 506

[4] Romano, A.: Monolithische NF-Verstärker für 20 W Ausgangsleistung. Funktechnik 30 (1975) H. 3, S. 52–54

[5] Köstner, R.: Möglichkeiten der Integration von Leistungsverstärkern. Wissenschaftliche Zeitschrift der Hochschule für Verkehrswesen (HfV) Dresden 25 (1978) H. 4, S. 811–820

[6] Köstner, R.; Möschwitzer, A.: Elektronische Schaltungstechnik – Analogschaltkreise. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G. 1978

[7] Friedrich, W.: Integrierte Schaltungstechnik von NF-Leistungsverstärkern. Bild und Ton 32 (1979) H. 11, S. 333–339

[8] Karbowski, G.: Anwendungen und Wirkungsweise gleichspannungsgekoppelter NF-Verstärker – Teil 3. Funktechnik 34 (1979) H. 7, S. T 340–T 344

[9] Wiltz, J.: Stereoverstärker HiFi-50 Quadro-Effekt. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 17, S. 556 und 557; 561–564

[10] Böhme, G.; Freitag, D.: Stereosteuergerät rema toccata 940 hifi. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 3, S. 83–90 und S. 93

[11] Kühne, H.: Ein Zeitbaustein mit vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 11, S. 379 und 380

[12] Einfache Schutzschaltung für direktgekoppelte NF-Ausgangsstufen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 4, S. 205

[13] Sonnefeld, R.; Brehm, K.: HiFi-Stereosteuergerät Carat S. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 12, S. 770–772 und 789–796

Quarzzeitbasis für Sekunden- und Minutenimpulse

LÜDER GLEICHMANN

Mitteilung aus der Sektion Physik und Technik elektronischer Bauelemente der TH Ilmenau

Uhrenschaltkreise für Analogquarzuhren, wie z. B. der U 113 F aus dem VEB Funkwerk Erfurt, eignen sich gut als Zeitbasen für Sekunden- oder Minutenimpulse. Die Pegelanpassung an TTL-Pegel wird mit der IS A 301 D bzw. mit Schalttransistoren vorgenommen.

In der Praxis sind häufig Meßaufgaben zu lösen, bei denen der Einsatz einer genauen Zeitbasis erforderlich ist. Im Laborbetrieb werden durch solche Routinemessungen oft digitale Frequenzzähler blockiert und stehen für andere Meßaufgaben nicht zur Verfügung. Die nachstehend beschriebene Schaltungsmöglichkeit kann hier in bestimmten Fällen Abhilfe schaffen.

In den beschriebenen Schaltungen wurden integrierte Uhrenschaltkreise eingesetzt, wie sie in Analogquarzuhren verwendet werden. Bild 1 zeigt die Impulsdiagramme der Uhrenschaltkreise U 113 F und T 3442 B (Toshiba). Zu erkennen sind die unterschiedlichen Polaritäten der Ausgangsimpulse (T 3442 B ≈ –1,2 V, U 113 F ≈ 1,3 V), was sich natürlich auch auf die Art der Pegelanpassung auswirkt. Nachstehend sollen die beiden Varianten näher beschrieben werden.

Bild 2 zeigt die Anschlußbelegung und Beschaltung der IS T 3442 B. Daraus wurde die im Bild 3 dargestellte Schaltung abgeleitet. Über die Kombination D_1, D_2, R_1, R_2, C_3, C_4 wird die Stromversorgung realisiert. Dabei ist zu beachten, daß die IS hier im schwimmenden Betrieb arbeitet. Mit R_1 läßt sich die Betriebsspannung in gewissen Grenzen (≈ 1,5 V) regeln. Auf Grund der geringen Stromaufnahme der in CMOS-Technik ausgeführten Schaltkreise läßt sich eine solche Variante realisieren. Der Oszillatorteil der IS schwingt auf einer Frequenz von 32,768 kHz, die durch einen in Reihenresonanz schwingenden Quarz festgelegt ist. Durch einen sechzehnstufigen Binärteiler sowie eine interne Rückführung werden die beiden verschobenen 0,5-Hz-Ausgangsimpulsfolgen erzeugt. Die beiden Transistoren T_1 und T_2 sind als NOR-Glied geschaltet und erzeugen somit eine Frequenz von 1 Hz. Diese 1-Hz-Impulse verlangen über C_5 und R_5 an die IS A 301 D, wo sie zu TTL-gerechten Impulsen geformt werden und zur Weiterverarbeitung zur Verfügung stehen.

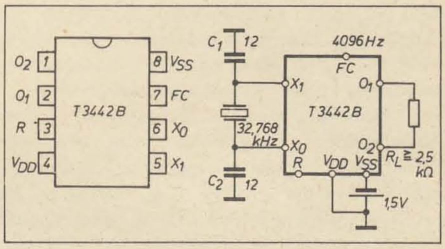


Bild 2: Anschlußbelegung und Beschaltung der IS T 3442 B

Wird als C_2 oder C_1 noch ein Trimmer verwendet, läßt sich die Quarzfrequenz (Temperaturgang des Trimmers beachten!) noch in gewissen Grenzen variieren und damit noch ein Feinabgleich der Quarzfrequenz vornehmen. Allerdings setzt das genaue Frequenzmesser voraus.

Bild 4 zeigt eine Schaltungsvariante mit der IS U 113 F. Bedingt durch die positiven Ausgangsimpulse der IS U 113 F können hier npn-Transistoren als NOR-Glied zusammengeschaltet werden. Die TTL-Pegelanpassung wird hier mit einem TTL-Gatter vorgenommen. Sollte wider Erwarten die Flankensteilheit nicht ausreichen, kann noch ein weiteres D-100-Gatter zu Hilfe genommen und beide zusammen als Schmitt-Trigger zusammengeschaltet werden.

Die Stromversorgung wird hier auch wieder mit Hilfe von zwei in Reihe geschalteten Siliziumdioden vorgenommen, die kapazitiv überbrückt werden. Mit C_3 kann wieder ein

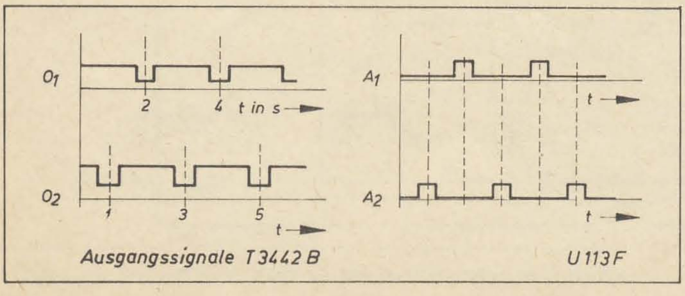


Bild 1: Ausgangsimpulsdiagramme für die Uhrenschaltkreise T 3442 B und U 113 F

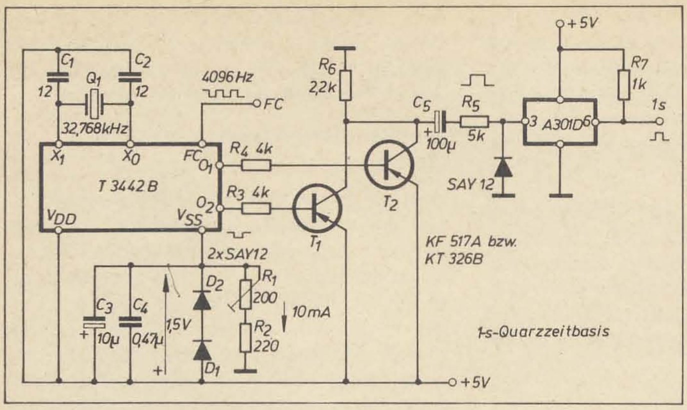


Bild 3: Schaltung mit T 3442 B

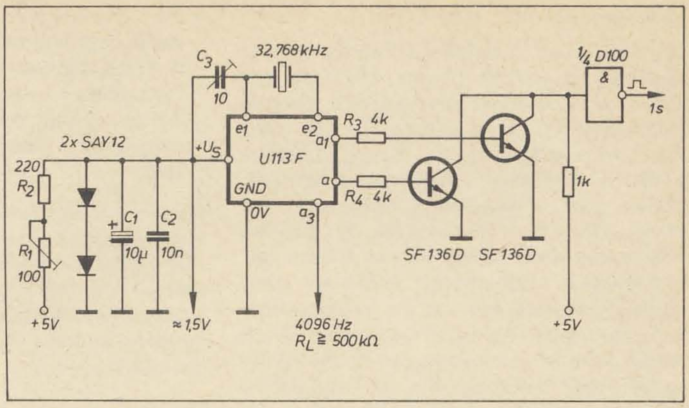


Bild 4: Schaltung mit U 113 F

Feinabgleich der Quarzfrequenz vorgenommen werden. Das Ausgangssignal an FC bzw. a_3 (4 096 Hz) kann als akustisches Signal für „Messung Ende" benutzt werden.

Im vorliegenden Fall wird die 4 096-Hz-Pegelwandlung noch zur Erzeugung interner Taktimpulse für die IS D 172 genutzt. Sollte wider Erwarten die Impulslänge zur Triggerung nicht ausreichen (z. B. ungünstige Gatterlaufzeit), ist IS_8 zu einem Monoflop zu verbinden bzw. auszutauschen. Für die Erzeugung von Minutenimpulsen zur Torung von Meßvorgängen ist eine entsprechende 1:60-Untersetzung nachzuschalten, die aus einer IS D 193, D 174 und D 120 bestehen kann. Bild 5 zeigt diese Anordnung.

Die Rechteckspannung von 4 096 Hz ist mit $R_L = 500\,k\Omega$ belastbar. Eine Anpassung an TTL-Pegel läßt sich vorteilhaft mit der IS A 902 vornehmen, da diese einen sehr hohen R_E ($\geq 35\,M\Omega$) besitzt. Das auf TTL-Pegel umgesetzte Signal wird zur Taktung der IS_1 (D 172) genutzt. Wird nun S_1 betätigt, wird bei Anliegen eines H-Pegels auf der 1-s-Taktleitung das Flip-Flop (IS_1) in die andere Lage gekippt und das Tor (IS_6) freigegeben.

Die Sekundenimpulse können zur IS_3 gelangen. Gleichzeitig erscheint am Ausgang „Minutentorimpuls" ein H-Signal, das zur Torung eines Meßvorganges (z. B. Drehzahlermittlung) dienen kann. Selbstverständlich können damit natürlich auch andere Meßvorgänge gesteuert werden.

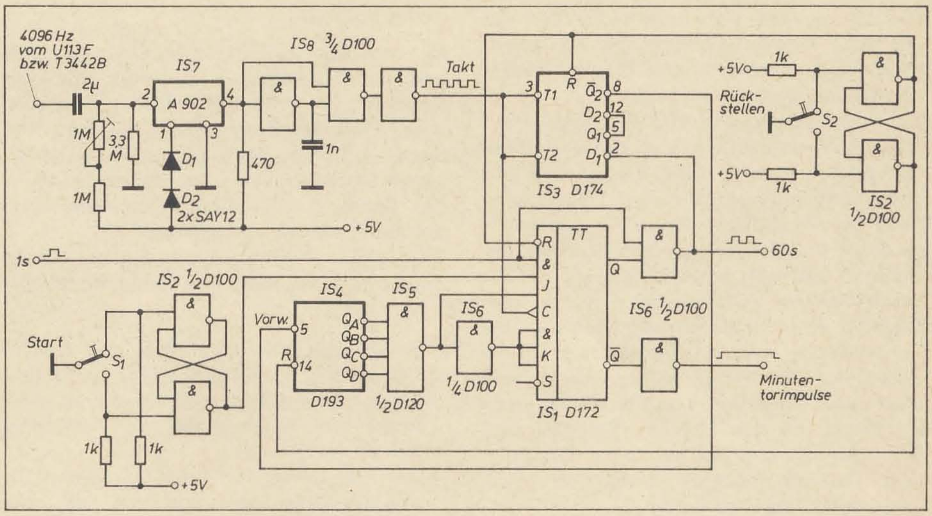


Bild 5: Erzeugung von Minutenimpulsen

Die zur IS_3 gelangenden Sekundenimpulse werden im Verhältnis 1:4 untersetzt. Eine 1:15-Untersetzung nimmt noch die IS_4 vor. Im Zustand „15 Impulse eingezählt" führen die Zählausgänge H-Pegel, was von der IS_5 ausgewertet wird. Deren Signal gelangt über IS_6 negiert an den K-Eingang von IS_1, der nächste Taktimpuls kippt das Flip-Flop (IS_1) wieder in die Ruhelage, die Tore werden wieder gesperrt. IS_4 verharrt in dem Zustand „15 Impulse eingezählt". Ein Neustart der Anordnung ist erst nach Betätigen von S_2 möglich. Soll der Rückstellvorgang automatisch ablaufen, müßte dieser Leitung noch über ein ODER-Glied und ein Monoflop der H-L-Sprung des Minutentorimpulses zugeführt werden. Die andere Flanke des Monoflopimpulses könnte dann zum Neustart verwendet werden. Im vorliegenden Fall wurde jedoch von dieser Möglichkeit kein Gebrauch gemacht.

Literatur

[1] Seeger, B.: CMOS-Uhrenschaltkreis U 113 F. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 5, S. 309 und 310

Kompaktkassette für Endlosbetrieb

Dr.-Ing. W. SIEGEMUND

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

Auf der Grundlage einer Problemanalyse und der Untersuchungen an vorhandenen Lösungen für Endloskassetten wurde im VEB ZRF Dresden im Rahmen einer Neuerervereinbarung eine Endloskassette entwickelt und zum Patent angemeldet.

Einsatzgebiet

Die einfache Handhabung von Kompaktkassetten und Kassettenrecordern bringt es mit sich, daß ihr Einsatz auch dort gewünscht wird, wo eine dauernde Wiederholung von Informationen gefordert wird.

Einsatzgebiete einer Kassette, die beliebig oft Informationsblöcke wiederholt, sind beispielsweise

- Durchsagen auf Bahnhöfen, Ausstellungen usw.
- CQ-Rufe beim Amateurfunk
- Impulsblöcke zur ständig wiederholten Steuerung von Vorgängen
- Signale zum Freihalten von Leitungen bei Rundfunk- und Fernsehübertragungen
- Kurzzeitspeicher in der EDV
- Dauerprüfungen von Geräten und Bändern (dafür werden Kassetten benötigt, die auch schnellen Lauf gestatten).

Die oben genannten Einsatzgebiete erfordern

- Kompatibilität mit einer Kompaktkassette nach TGL 24 522
- Wiedergabequalität wie bei einer normalen Kassette
- Betriebssicherheit und einfache Bedienung wie bei einer normalen Kassette.

Für spezielle Einsatzfälle ergeben sich weitere Forderungen wie

- große Speicherkapazität
- einfacher Aufbau
- keine Verwendung von Spezialband
- wahlweise schneller Banddurchlauf.

Lösungswege

Für Endloslauf konzipierte Tonbandgeräte sind seit langem im Einsatz. Ebenfalls bekannt sind Kassettentonbandgeräte, die beispielsweise durch Abspielen bei Vor- und Rücklauf mit Spurwechsel einen Endlosbetrieb ermöglichen (Autoreversebetrieb). Weiter gibt es Vorschläge, Kassetten nach einem Durchlauf automatisch zu wenden und erneut abzuspielen. Neben diesen geräteseitigen Maßnahmen existieren aber auch Endloskassetten wie die verschiedentlich benutzten Achtspur-Cartridges. Auch modifizierte Sonderformen von Kompaktkassetten sind bekannt, die auf speziellen Kassettentonbandgeräten Endlosbetrieb ermöglichen. Alle diese Vorschläge erfordern eigens für diesen Zweck entwickelte Geräte. Hierbei ergeben sich jedoch aus der von der TGL 24 522 vorgegebenen Kassettenkonstruktion Probleme, auf die im folgenden eingegangen werden soll.
Bei Kompaktkassetten wird das Band beim Abspielen von einem Wickel auf den anderen gefördert; entsprechend sind ihre Abmessungen und konstruktiven Details ausgebildet. Auch die verwendeten Kassettenrecorder sind so konzipiert, daß diese Betriebsart optimal gewährleistet wird. Die grundsätzliche Schwierigkeit bei der Konstruktion einer Endloskassette besteht darin, in dieses optimal abgestimmte System eine andere Betriebsart so einzupassen, daß eine gute Erfüllung der Forderung nach Dauerlauf mit den üblichen Betriebs- und Qualitätsforderungen normaler Kassetten und Kassettenrecorder verbunden wird. Kritische Punkte sind dabei

– Spielzeit

Bedingt durch kompliziertere Bandführung innerhalb der Kassette und eventuelle Reibung von Bandstellen aneinander ist es nicht möglich, einen Bandvorrat unterzubringen, der die gleiche Spielzeit wie bei einer Normalkassette ermöglicht.

– Bauhöhe

Der Innenraum einer Kassette ist nur wenig höher als eine Bandbreite. Wickel in zwei Ebenen, die oft bei Normalbandkassetten angewendet werden, sind also nicht möglich. Selbst bei einer Lösung, in der das Band nur in einer Ebene gewickelt wird, ist der Platz zur Bandrückführung sehr gering.

– Bandverschleiß

Das Band wird, bedingt durch die kompliziertere Führung, mehrfach verwunden oder mit kleinem Radius gebogen. Das läßt einen höheren Bandverschleiß erwarten.

Laut Aufgabenstellung sind die für die Spielfähigkeit in einem handelsüblichen Kompaktkassettengerät wichtigen mechanischen Abmessungen und Betriebsparameter einzuhalten.
Einzuhalten sind die in der TGL 24 522 standardisierten Abmessungen für

- äußere Begrenzungen
- Durchbrüche in einer der langen Seitenwände zur Aufnahme der Abtastorgane
- Durchbrüche zur Aufnahmesperre und zur CrO_2-Umschaltung in der der obigen gegenüberliegenden Seitenwand
- Durchbrüche zur Aufnahme der Wickeldorne, der Antriebswelle(n) und zur Kassettenfixierung sowohl hinsichtlich ihrer Gestalt als auch hinsichtlich ihrer Lage zueinander.
- Zur Gewährleistung eines definierten Band-Kopf-Kontaktes ist ein geeigneter Andruckmechanismus vorzusehen, der die Forderungen nach TGL 24 522, Abs. 2.2.1.8., erfüllt. Gleichzeitig soll auch die magnetische Abschirmung gewährleistet sein.

Wegen anderer Funktionsprinzipien können und müssen die Absätze 2.2.1.5., 2.2.1.6. der TGL 24 522 nicht eingehalten werden. Abweichend davon sind die Reibungsverhältnisse in der Kassette so zu gestalten, daß an einer Tonwelle der Bandzug nicht größer als 0,12 N wird.

Lösungsvarianten

Mäanderförmig gelegtes Band in der Kassette

Es sind Bandspeicher der Rechentechnik und der Studiotechnik bekannt, die zum Zwecke der Pufferung, des Endloslaufes oder der Bandvorratsbereitstellung das Band in unregelmäßigen Mäandern in einem Stauraum enthalten, der so hoch wie das Band ist. Aus diesem Stauraum wird das Band wieder entnommen.
Wird dieses Prinzip auf eine Endloskassette angewandt, ergeben sich folgende Nachteile:

- In den Stauraum ragen Auf- und Abwickeldorn des Abspielgerätes. Diese Unterbrechung des Stauraumes bedeutet eine starke Verkleinerung des zur Verfügung stehenden Raumes.
- Der Bandvorrat, der sich in dem noch verbleibenden Stauraum mit der für Mäanderbildung sehr ungünstigen Geometrie unterbringen läßt, ist sehr begrenzt. Der erforderliche Förder- und Bremsmechanismus bedeutet zusätzlichen Aufwand und weitere Verminderung des Stauraumes.
- Schneller Banddurchlauf ist nicht möglich.

Vorteilhaft bei dieser Variante ist, daß das Band nicht verdrillt wird.

Band auf einem Wickel um einen speziellen Kern

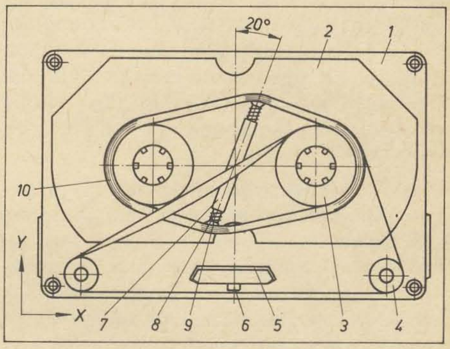
Das Band wird auf einem konischen Wickelkern aufgewickelt, der anstelle des Abwickels sitzt. Es wird, wie auch andererseits üblich, außen aufgewickelt und zwischen Wickel und Wickelkern abgezogen. Es wird also weniger Band abgezogen, als durch den größeren Außendurchmesser außen aufgewickelt werden kann, gleichmäßige Drehung des Gesamtwickels vorausgesetzt. Diese Geschwindigkeitsdifferenz zwischen Außen- und Innenseite des Wickels wird durch eine Relativbewegung der einzelnen Wickellagen untereinander ausgeglichen. Die dabei auftretenden Reibkräfte müssen zusammen mit den Reibungskräften an den Umlenkmitteln und am Kopf allein vom Moment der Tonwelle überwunden werden. Demzufolge wird die Klemmstelle Tonwelle – Andruckrolle stark beansprucht, und bei Andruckkräften der Andruckrolle, die für einen normalen Spielbetrieb völlig ausreichen können, tritt ein stark qualitätsmindernder Schlupf auf. Kritisch bei dieser wie auch bei den anderen Kassetten, bei denen innen abgezogen und außen aufgewickelt wird, ist die Festigkeit des Wickels bzw. die optimale Bandlänge. Ist der Wickel zu fest, wird die Kassette schwergängig, und das Band bleibt stehen. Ist er zu locker, wird überschüssiges Band nicht schnell genug aufgewickelt, es legt sich in Schlaufen und verklemmt.

Band im freien Wickel um mehrere Umlenkrollen

Statt um einen Kern kann das Band in Lagen um verschiedene Umlenkrollen gelegt werden. Dazu gibt es eine Reihe Patente. Auch hier gelten die gleichen Gesetzmäßigkeiten wie für den Wickel um einen speziellen Wickelkern. Ebenso wie dort ist die Menge des Bandes begrenzt durch die mit jeder neuen Windung wachsenden Reibkraft der Lagen untereinander. Überschüssiges Band wird auch hier nicht aufgewikkelt und blockiert letztlich als Schlaufe den ordnungsgemäßen Betrieb, bei zu festem Wickel verklemmt das Band.
Begrenzte Abhilfe kann hier ein federndes Element bringen, das den freien Wickel mehr oder weniger auslenkt und so eine gleichmäßigere Straffung des Bandes bewirkt. Eine andere Lösung versucht, durch eine begrenzende Führung den Wickel gleichmäßig zu gestalten.

Band um zwei Wickelkerne mit Straffung durch ein federndes Element

Ausgehend von der Fehleranalyse der vorausgehenden Lösungsvorschläge wurde im VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden im Rahmen einer Neuerervereinbarung eine Endlosbandkassette entwickelt, die die geschilderten Nachteile vermeidet und zudem schnellen Bandvorlauf ermöglicht (s. Bild).



Konstruktiver Aufbau der Endloskassette

Das Band wird in freiem Wickel in mehreren Lagen (bis zu 100) um beide in der Kassette belassene Wickelkerne gelegt (10), am Aufwickel (3) innen abgezogen, um 90° verwunden über den Wickel geführt und nach Rückverwindung wie bei der normalen Kassette über die linksseitige Umlenkrolle zur rechtsseitigen Umlenkrolle (4) geführt und dort auf den freien Wickel außen aufgewickelt.
Die grundsätzlichen Gegebenheiten, wie Reibung zwischen den Bandlagen und Verwindung des Bandes, wie sie teilweise bei den zuvor genannten Lösungen auftraten, gibt es auch hier. Zum Unterschied dazu wird jedoch zur Bandförderung zusätzlich ein Teil des Aufwickelmomentes des Gerätes ausgenutzt. Das bedeutet, daß bei gleicher Bandmenge der an der Tonwelle wirkende Bandzug kleiner ist als bei den bisherigen Varianten bzw. daß bei vergleichbarem Bandzug eine größere Menge eingefüllt werden kann.

Die erforderliche Straffung des Bandes wird durch ein federndes Element bewirkt, das zwischen den beiden Strängen des Wickels liegt und sie auseinanderdrückt. Mit dieser Anordnung wird gleichzeitig eine Abstandstoleranz der beiden Wickelachsen ausgeglichen. Toleranzen in y-Richtung werden dabei durch Verschieben des federnden Elementes und Toleranzen in x-Richtung durch Federeigenschaften des Elementes ausgeglichen.

Beschreibung der Endloskassette und Betriebserfahrungen

In eine Kassette nach TGL 24 522 (1) – s. Bild – wurde ein Röhrchen (7) eingeklebt, das etwas kürzer ist als der Durchmesser eines Wickelkernes. In das Röhrchen wurde eine Schrauben-Druckfeder (8) eingebracht, die oben und unten mit einem geeigneten Gleitkopf (9) versehen ist und sich leicht im Röhrchen verschieben läßt. Die Gleitköpfe drücken durch die Federspannung die Wickelstränge auseinander und sorgen so für eine optimale Bandstraffung. Ein Verschieben der Wickelkerne in y-Richtung, z. B. durch Toleranzen der Entfernung zwischen Aufnahmedorn und Wickeldorn, bewirkt auch ein Verschieben der Schraubenfeder im Röhrchen, wobei aber die Federkraft, die die Druckfeder auf die Wickelstränge ausübt, gleichbleibt. Somit wird diese Toleranz unwirksam gemacht.

Die bei dieser Kassette verwendeten Teile sind entweder Normteile oder einfach herstellbar. Der Einbau eines speziellen Röhrchens läßt sich durch geringfügige Änderungen am Kassettenwerkzeug einsparen.

Musterkassetten des geschilderten Typs waren unter unterschiedlichen Betriebsbedingungen im Einsatz. Eine Kassette wurde über mehrere Wochen hinweg auf einer Ausstellung täglich 10 h im Start-Stopp-Betrieb getestet. Die Kassette fiel nach 200 h effektiver Laufzeit aus. Eine weitere Kassette wurde nach 150 h effektiver Laufzeit aus dem Test genommen, ist aber weiterhin betriebsfähig. Zwei weitere Endloskassetten sind bei Amateurfunkern seit Monaten im Einsatz, ein Ausfall wurde bisher noch nicht gemeldet.

Im VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik wurden bei „Wiedergabe" reine Durchlauftests gemacht, und das Betriebs- und Ausfallverhalten wurde dabei kontrolliert. Bei schnellem Vorlauf wurde eine Kassette 32 Stunden betrieben. Die Betriebstemperaturen in den Tests und in den Ausstellungen betrugen etwa 45 °C.

Unmittelbare Ausfallursache aller ausgefallenen Kassetten sind Veränderungen am Band.

- Eine nach langem Betrieb auftretende bleibende Dehnung des Bandes bewirkt durch Schlaufenbildung ein Festwerden des Wickels.
- Die Schicht wird durch ständiges Bespielen vom Träger abgelöst.

Beide Erscheinungen traten erst nach Banddurchlaufzeiten auf, die weit über den für Band und Kassette üblichen Zeiten lagen. Die Kassette z. B., die wegen Bandverschleißes ausfiel, war mit Band für eine Signalzeit von 1,75 Minuten ausgerüstet, eine effektive Laufzeit von 200 h entspricht also einer Laufzeit von etwa 3 500 Stunden, die eine Kassette mit normaler Bandfüllung von 30 Minuten gelaufen sein müßte.

Praktisch keinen zusätzlichen Verschleiß bewirkt der Betrieb „Schneller Vorlauf". Die kompliziertere Bandführung trägt offenbar nur wenig zum Verschleiß bei.

Die obere Grenze für die einsetzbare Bandlänge wird durch die wachsende Reibung je Lage gesetzt und entspricht einer Signalblockzeit von etwa 5 Minuten. Bei Verwendung von rückseitig graphitiertem Band erhöht sich auf 10 Minuten.

Beiderseitig beschichtetes Band, das zu einer Möbiusschen Schleife verklebt wurde, ermöglicht ebenfalls die Verdopplung der Spielzeit.

Die entwickelte Kassette weist folgende Eigenschaften auf:

- endloses Wiederholen einer auf einer Kompaktkassette gespeicherten Information auf normalen Kassettengeräten
- Dauer eines Signalblocks bis zu 5 min, mit Spezialband bis zu 10 min
- Kompatibilität mit normalen K-60-(C-60)-Kassetten
- Spielzeit effektiv 100 h
- schneller Vorlauf möglich.

Damit ist diese Kassette für viele Zwecke der Meß- und Prüftechnik, im kommerziellen und im Amateurfunk und in der EDV einsetzbar.

Wir lernten kennen

Stern-Radiorecorder R 4100

Äußeres, Bedieneigenschaften

Diese neue Gerätekombination von AM-FM-Empfänger und Kassettentonbandgerät aus dem VEB Stern-Radio Berlin kann nicht ohne ihren Vorläufer, den Stern-Recorder R 160, beurteilt werden. Mit seinem veränderten Design, seiner Masse von 4 kg und nur 85 mm Tiefe in Gebrauchslage unterscheidet sich der R 4100 bereits vorteilhaft von seinem Vorgänger.

Die Vielzahl der Bedienelemente ist funktionell vernünftig zugeordnet – rechts Empfangsteil, links Kassettenteil, unterhalb auf dessen Vorderwand die Knöpfe für Lautstärke und Klangbeeinflussung. Die Drehsteller erweisen sich gegenüber den heute vielfach eingesetzten Schiebepotentiometern als vorteilhaft. Einschalter sind an der rechten Kante drei vorhanden: farbig für Netz, schwarz für Batterie und für Momentbeleuchtung (im Batteriebetrieb). Diese Funktionstrennung umgeht die Unsicherheiten der in manchen anderen Modellen vorhandenen mechanischen Umschaltung über einen Netzkabelstecker. Oft glaubt man bei jener, an das Netz angeschlossen zu sein, während tatsächlich die Batterie belastet wird. Das ist hier ausgeschlossen.

Bereits beim ersten Ortswechsel stellt man fest, daß es zwischen Antenne und Trage-Klappgriff keine Probleme mehr gibt: Die Antenne befindet sich außerhalb des Griffbereiches; damit ist die Ursache der von uns bei früheren Stern-Modellen stets geäußerten Kritik der gegenseitigen Behinderung also beseitigt.

Die Qualität der Aufnahmen mit dem fest eingebauten Kondensatormikrofon ist, sieht man von den leider wahrnehmbaren Motorgeräuschen ab, erfreulich gut. Dort, wo eine größere Bewegungsfreiheit von Vorteil ist, wird man allerdings doch zu einem externen Zusatzmikrofon greifen.

Neben diesem Mikrofon und der Möglichkeit, zwischen Automatik und Handaussteuerung zu wählen, sind Pausentaste, automatische CrO_2-Umschaltung, Bandendabschaltung und Aussteuer-Abstimminstrument (kombiniert mit Batteriekontrolle) wesentliche Einzelheiten, die den R 4100 von Vorläufertypen vorteilhaft unterscheiden. Elektronisch geregelter, eingebauter Netzteil und die respektable Ausgangsleistung von 3,5 W bei Netzbetrieb und 1,5 W bei Batteriebetrieb (bei allerdings dann bis 10 % Klirrfaktor, bei weniger Lautstärke ist er wesentlich geringer) sind weitere Vorzüge des R 4100.

Eigenschaften

Der Rundfunkteil ist – sieht man vom eingesetzten ZF-Schaltkreis A 281 und von der NF-IS A 205 K ab – im wesentlichen in von Stern-Radio geläufiger Schaltungstechnik realisiert. Dazu gehört leider auch noch immer der nur zweifach abgestimmte UKW-Tuner mit SF 235 und breitbandigem, nicht durchstimmbarem Eingangskreis. In Gebieten mit starken UKW-Sendern sollte der begrenzten Kreuzmodulationsfestigkeit wegen mit eingefahrener Antenne empfangen werden. (Darauf fehlt leider ein Hinweis in der Anleitung!)

Der Empfangsbereich wurde auf die international üblichen 104 MHz erweitert. Da dieser Bereich national noch unbelegt ist, kann das jedoch nicht nur als Vorteil gewertet werden; dadurch drängen sich die einfallenden Sender auf etwa 60 % des Zeigerwegs von etwa 110 mm zusammen. Die gewählte Abstimmanzeige erfordert einiges Umgewöhnen, denn bei tiefstehendem Zeiger ist richtig abgestimmt.

Auch bei Tonbandaufnahmen mit Handbedienung (Einstellung über den bei Rundfunk wirkenden Klangsteller) ist die Anzeige nicht ohne Probleme, abgesehen davon, daß sie gegenüber der Abstimmanzeige umgekehrt anzeigt. Beeindruckt durch große Ausschläge bei höheren Frequenzen, z. B. Zischlauten, kann es so geschehen, daß viel zu gering ausgesteuert wird.

Die Übertragungscharakteristik kann – vergleicht man mit dem R 160 – nicht ganz befriedigen. Der R 4100 klingt erst dann einigermaßen ausgewogen, wenn die Hö-

hen ganz zurückgenommen werden. Der Anschluß eines Außenlautsprechers brachte gute Ergebnisse.

Stromaufnahme

Die Entscheidung, das Gerät mit R-20-Elementen zu bestücken, bleibt trotz des dadurch bedingten Massezuwachses vernünftig. Die Betriebsspannung von 9 V führt zu günstigen Stromaufnahmewerten, was zu einer langen Nutzungsdauer des Batteriesatzes (verglichen z. B. mit der viel ungünstigeren 6 V/R-14-Bestückung kleinerer Typen) führt. Bei Rundfunkempfang wurden bei 9 V die erwarteten etwa 18 mA bei AM und 23 mA bei FM gemessen. 82 mA braucht der Kassettenteil im Pausenbetrieb, wenn die Vorlauftaste eingerastet ist; 76 mA sind es ohne Signal, (nur!) 100 mA bei schnellem Rücklauf und 110 mA bei schnellem Vorlauf zeigen die Vorzüge der gewählten Konzeption. Hintergrundmusik vom Rundfunkteil erfordert 30...40 mA; bei 100...150 mA füllt die Wiedergabe schon mehrere Wohnräume, und etwa 400 mA erwiesen sich als Maximum der Stromaufnahme in Batteriebetrieb bei bereits starker Übersteuerung.

Servicefragen

Nach Lösen von vier verlierbaren Schrauben steht die Rückwand mit dem übrigen Gerät nur noch über die Antennenleitung in Verbindung. Der Griff zum Lötkolben erweist sich jedoch als überflüssig. Das bewirkt ein auf eine normale Lötöse gesteckter Kabelschuh.

Nach Abnehmen der Rückwand sind Batterie- und Netzkabeldeckel nicht mehr sicher befestigt, doch bleibt das Gerät betriebsfähig. Die freiliegende Leiterplatte läßt bereits jetzt zahlreiche Messungen zu. Auf das Lösen weiterer Schrauben haben wir verzichtet, doch erweckt auch die übrige Gestaltung den Eindruck ausreichender Servicefreundlichkeit.

Gesamturteil

Beim R 4100 konnten günstige Daten bei Masse, Volumen, Ausgangsleistung und Strombedarf erreicht werden. Hinzu kommen vor allem die Vorteile von eingebautem Mikrofon und Bandendabschaltung sowie von wahlweiser Hand- oder Automatikregelung der Aussteuerung. Zu wünschen wäre bei der weiteren Vervollkommnung dieses Typs eine verbesserte Lautsprecher-Übertragungscharakteristik.

Neuerungen bei magnetischen Werkstoffen

Der Beitrag geht auf die Besonderheiten und die Anwendungsmöglichkeiten sowohl der hartmagnetischen als auch der weichmagnetischen Werkstoffe ein und zeigt weitere Entwicklungstendenzen bei magnetischen Werkstoffen auf.

Magnetische Werkstoffe werden auf vielen Gebieten der Technik in vielfältigen Formen und für unterschiedliche Aufgaben eingesetzt. Hierbei handelt es sich meist um ferromagnetische Werkstoffe, die in weichmagnetische und in hartmagnetische Werkstoffe unterteilt werden. Magnetische Werkstoffe lassen sich auch auf Grund ihres chemisch-physikalischen Aufbaus in metallische und in keramische magnetische Werkstoffe einteilen.

Weichmagnetische Werkstoffe werden verwendet, wenn über das Magnetfeld eines elektrischen Stromes durch die dabei auftretende Magnetisierung des Werkstoffes eine dem Magnetfeld in Richtung und Betrag entsprechende Induktion erzeugt werden soll. Hier verlangt man eine hohe relative Permeabilität μ_r mit geringer Frequenzabhängigkeit, große Sättigungsinduktion, kleine Remanenz, kleine Koerzitivfeldstärke und geringe Ummagnetisierungsverluste. Weichmagnetische Werkstoffe haben eine steil verlaufende Hystereseschleife mit minimalem Flächeninhalt. Anwendungsbeispiele für sie sind die Energietechnik (Transformatoren, Drosseln) und die Nachrichtentechnik (Übertrager, Relais, Abschirmungen, Spulenkerne).

Bei hartmagnetischen Werkstoffen kommt es auf ein hohes Energieprodukt $(BH)_{max}$ an, also auf hohe Remanenz und große Koerzitivfeldstärke. Hartmagnetische Werkstoffe haben eine großflächige Hystereseschleife und sind für Dauermagnete geeignet. Sie werden auch für Informationsspeicher eingesetzt, wenn die Magnetisierung des Materials auch nach dem Abschalten des Erregerstromes erhalten werden soll.

Auf dem Gebiet magnetischer Werkstoffe sind in letzter Zeit bedeutende Weiterentwicklungen zu verzeichnen, mit denen hohe Anforderungen erfüllt und die Einsatzmöglichkeiten erweitert werden konnten. Die Entwicklungstendenz wird gekennzeichnet von

– der Realisierung optimaler Eigenschaften
– der Anpassung an die jeweilige Aufgabe
– den minimalen Kosten
– der Anpassung an die Miniaturisierung elektronischer Bauelemente.

Hartmagnetische Werkstoffe

Auf dem Gebiet der hartmagnetischen Werkstoffe haben Werkstoffe auf der Basis von Seltenen-Erdmetall-Kobalt-Verbindungen infolge ihrer hervorragenden Eigenschaften einen festen Platz unter den Dauermagnetwerkstoffen.

Die erste Generation dieser Materialien weist die Zusammensetzung $(SE)Co_5$ (SE = Seltenes Erdmetall) auf und wird durch $SmCo_5$ vertreten. Das besondere Merkmal dieser Verbindung ist ihre hohe Koerzitivfeldstärke mit Werten von $_JH_C > 1\,500$ kA/m bzw. $_BH_C > 600$ kA/m bei einer Remanenzinduktion von B_r bis zu 0,96 T. Das maximale Energieprodukt $(BH)_{max}$ erreicht für $SmCo_5$ Spitzenwerte bis nahe 200 kJ/m³ und übertrifft damit die besten AlNiCo-Qualitäten.

Ohne wesentliche Minderung der magnetischen Eigenschaften läßt sich aus Kostengründen Samarium partiell oder vollständig durch andere SE-Metalle sowie Kobalt teilweise durch Kupfer oder Eisen ersetzen.

Eine weitere Gruppe für Dauermagnetwerkstoffe stellen die SE-Übergangsmetall-Legierungen mit der Zusammensetzung (SE) $(Co, M)_Z$ ($6 \leq Z \leq 8{,}5$) dar. M bedeutet dabei Kupfer und/oder eine Kombination von Übergangsmetallen. Erste Erfolge mit diesen Materialien ergaben $(BH)_{max}$-Werte von 240 kJ/m³. Anwendungsbeispiele für diese Magnetmaterialien sind Flachmagnete, Mikrowellenbauelemente, Motoren, Relais, Mikroschalter sowie Magnete in Lautsprechern und in Kopfhörern.

Auch bei den AlNiCo-Werkstoffen konnten Verbesserungen erzielt werden, jedoch weniger der magnetischen Eigenschaften, sondern vielmehr sekundärer Eigenschaften wie der mechanischen Stabilität und der Verarbeitbarkeit. Hier ist besonders die Möglichkeit zu nennen, AlNiCo-Magnete grobspanabhebend (durch Drehen, Fräsen, Bohren und Gewindeschneiden) zu bearbeiten. Durch die anschließende Wärmebehandlung geht die Zerspanbarkeit wieder verloren. Für anisotrope Magnete erhält man hier typische Werte für $(BH)_{max}$ von 45 kJ/m³ bzw. für isotrope Magnete $(BH)_{max}$-Werte von 23 kJ/m³.

Insbesondere den Forderungen des Elektromotorenbaus folgend wurden in den letzten Jahren Hartferritsorten entwickelt, die außerordentlich hohe Koerzitivfeldstärken aufweisen und damit einen geradlinigen Verlauf der Entmagnetisierungskurve haben. Eigenschaftsverbesserungen ließen sich auch bei den durch Spritzgußtechnik hergestellten kunststoffgebundenen Hartferriten erzielen.

MnAl-Magnete ließen sich mit $(BH)_{max}$-Werten von 50 kJ/m³ entwickeln. Der Temperaturkoeffizient der magnetischen Polarisation dieser Magnete ist nur halb so groß wie bei Ferriten. Hier sind noch umfangreiche Entwicklungsarbeiten zu leisten, da einmal die Herstellung durch Heiß-Strangpressen konstenintensiv ist und zum anderen die genannten Eigenschaften nur an kleinen Magneten erzielt werden konnten. Hauptbestandteil keramischer, magnetisch harter Ferrite ist $(Ba, Sr)Fe_{12}O_{19}$. Durch Substitution von Al- oder Cr-Ionen anstelle der Fe-Ionen läßt sich die Koerzitivkraft erhöhen.

Gummimagnete sind flexible, aus Bariumferrit und einem Gummibestandteil aufgebaute Magnetmaterialien. Da sie sehr flexibel und leicht formbar sind, konnten sie in letzter Zeit erfolgreich u. a. für Reedschal-

ter, Lautsprecher, Mikrofone und in der Kfz-Technik eingesetzt werden.
In Flüssigkeiten (z. B. Wasser, Glyzerin, Kohlenwasserstoff und Silikone) dispergierte Teilchen mit einer Größe von etwa 10^{-8} m ergeben Magnetflüssigkeiten, die durch ein äußeres Magnetfeld in Bewegung versetzt werden können. Durch die thermische Molekularbewegung und ein entsprechendes Dispersionsmittel wird verhindert, daß sich die Magnetteilchen aneinanderhängen oder absetzen.

Weichmagnetische Werkstoffe

Auch hier läßt sich eine Unterteilung in zwei Gruppen vornehmen, nämlich in die metallischen und die keramischen Werkstoffe. Die weichmagnetischen metallischen Werkstoffe umfassen vor allem unlegiertes Eisen sowie Legierungen mit Silizium, Nickel und Kobalt. Im Laufe der Entwicklung wurden insbesondere in der Nachrichtentechnik Legierungsmaterialien immer mehr durch Ferrite verdrängt. Sonderferrite können ebenso wie bestimmte Granate bis in den Mikrowellenbereich eingesetzt werden.
Ein bedeutungsvolles Einsatzgebiet für weichmagnetische Werkstoffe ist die Leistungselektronik. Hier werden zum Ansteuern, Beschalten und Schützen der Leistungshalbleiter magnetische Bauelemente in vielerlei Varianten benötigt. Günstig haben sich bezüglich des Impulsbetriebes Nikkel-Eisen-Legierungen mit unterschiedlichem Nickelgehalt sowie mit Zusätzen von z. B, Molybdän, Kupfer usw. erwiesen.
Die Entwicklung weichmagnetischer amorpher Metalle (auch metallische Gläser genannt) ist so weit fortgeschritten, daß ihr Einsatz unmittelbar bevorsteht. Amorphe Metalle werden direkt aus der Schmelze durch äußerst schnelles Abschrecken in Form dünner Bänder (etwa 20 μm) bzw. dünner Drähte hergestellt. Die Abkühlgeschwindigkeit liegt dabei in der Größenordnung von 10^6 K/s. Die durch dieses besondere Herstellungsverfahren erreichte Struktur der Metalle führt zu außergewöhnlichen Eigenschaften und neuartigen Eigenschaftskombinationen, wie sie in herkömmlichen kristallinen Metallen nicht auftreten. Dazu gehören u. a. eine hohe Permeabilität, eine kleine Koerzitivfeldstärke und geringe Ummagnetisierungsverluste. Weiterhin sind ihre Streckgrenze und ihre Zugfestigkeit vergleichbar mit hochfesten Stählen. Angewendet werden sie unter anderem für Tonköpfe, magnetische Abschirmungen sowie Kernwerkstoffe für Übertrager und Drosseln. Amorphe Bänder aus Gadolinium-Kobalt- und Gadolinium-Eisen-Legierungen sind vorteilhaft bei der thermomagnetischen Aufzeichnungstechnik.

Weitere Entwicklungstendenzen

Im Gegensatz zu den Legierungsmagneten enthalten Ferrite keine teuren Rohstoffe wie Nickel und Kobalt, so daß ein deutlicher Trend in Richtung eines verstärkten Ferritmagneteinsatzes erfolgt. Das trifft z. B. auch auf Lautsprecher für Fernsehempfänger zu, bei denen man durch genau abgestimmte Kompensationsmagnete in einer magnetischen Brückenanordnung für ein Streufeld von annähernd Null sorgt.
Relativ neu und bereits anwendungsbereit sind Magnetblasenspeicher, bei denen in einer dünnen, nichtkristallinen Schicht eines ferromagnetischen Materials bestimmte magnetisch anisotrope Gebiete, die sogenannten magnetischen Domänen oder Blasen, bestehen. Die Gestalt dieser Blasen ist zumeist zylindrisch mit einem Durchmesser von 1...5 μm. Sie lassen sich elektrisch, magnetisch und magnetooptisch beeinflussen.
Da die Erscheinungen des kollektiven Magnetismus nur unterhalb bestimmter Temperaturen (Curietemperatur) vorhanden sind, kann man magnetische Werkstoffe realisieren, deren Eigenschaften sich mit der Temperatur ändern. Sie werden zur Kompensation von Temperaturfehlern bei Meßwerken, aber auch in der Meßtechnik als Temperaturschalter eingesetzt. Werkstoffe mit temperaturabhängiger Magnetisierung können in Form von Kernen stromdurchflossener Spulen oder zusammen mit Dauermagneten zur direkten Temperaturmessung eingesetzt werden.
Zusammen mit spritzgießfähigen magnetischen Verbundwerkstoffen und speziellen neuen Verarbeitungsmethoden lassen sich spritzgegossene Thermoplastmagnete herstellen, bei denen ein präzises Selektivmagnetisieren möglich ist. Plastgebundene Magnete sind elektrisch nicht leitend und lassen sich leichter zum Endprodukt verarbeiten als keramische Magnete.

Literatur

[1] Brockhaus abc elektronik. Leipzig: VEB F. A. Brockhaus Verlag 1978
[2] Schiffel, R.: Magnetwerkstoffe – Übersicht. Elektronik 27 (1978) H. 6, S. 101 und 102; H. 7, S. 103 und 104
[3] Broek van den, C. A. M.; Stuijts, A. L.: Ferroxdure. Philips Techn. Rdsch. 37 (1977/78) H. 7, S. 169–188
[4] Ebeling, R.; Ervens, W.: Magnetische Werkstoffe: wo stehen wir? elektronik zeitung 17 (1979) H. 4, S. 18 und 19, 23
[5] Schlenk, K. W.: Gezüchtet auf Impulsbetrieb. elektronik zeitung 17 (1979) H. 4, S. 22 und 23
[6] Fahlenbrach, H.: Amorphe metallische Werkstoffe und ihre magnetischen Eigenschaften. Feinwerktechnik & Meßtechnik 86 (1978) H. 5, S. 236 und 237
[7] Fahlenbrach, H.: Reagieren auf warm und kalt. Elektrotechnik 58 (1976) H. 18, S. 12–14; 59 (1977) H. 3, S. 10–12
[8] Müller, K.: Die Erzeugung homogener magnetischer Felder zur Bewegung magnetischer Blasen-Domänen. Z. elektr. Inform.- u. Energietechnik 7 (1977) H. 2, S. 116–127

Wer möchte **Werkstatt** an Rundfunkmechaniker-Meister abgeben? Nordbez. bevorz., Grundstückskauf mögl.
Zuschr. an
E 211596 DEWAG, 46 Wittenberg

Übernehme Softwarebearbeitung für Mikrorechner K 1510 und K 1520 auf Honorarbasis.
Dipl.-Ing. K. D. Wetzel
25 Rostock
Fiete-Schulze-Str. 29

BESTELLSCHEIN

VT

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Drehstromlinearmotoren
K. Budig
2., unveränderte Auflage, 144 Seiten, 115 Bilder, 18 Tafeln
Kunstleder 20,00 Mark
Bestellnummer 552 608 1 ______

Projektierung von Automatisierungsanlagen
R. Müller
1. Auflage, 284 Seiten, 175 Bilder
Leinen 24,00 Mark
Bestellnummer 552 737 5 ______

Industrielle Produktionstechnik
Eine Einführung
G. Schilling
1. Auflage, 376 Seiten, 141 Bilder, 38 Tafeln
Kunstleder 25,00 Mark
Bestellnummer 552 571 6 ______

Schweißverfahren
Grundlagen der Schweißtechnik
M. Beckert
8., durchgesehene Auflage, 244 Seiten, 181 Bilder, 50 Tafeln
Pappband 15,00 Mark
Bestellnummer 552 426 2 ______

Antriebselemente
KONSTRUKTIONSLEHRE
St. Fronius
1. Auflage, 448 Seiten, 379 Bilder, 96 Tafeln
Kunstleder 30,00 Mark
Bestellnummer 552 695 4 ______

Einführung in die Kristallographie
W. Kleber
14., durchgesehene Auflage, 392 Seiten, 1 Beilage, 358 Bilder, 45 Tafeln
Kunstleder 24,80 Mark
Bestellnummer 552 446 5 ______

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Bestellschein bestellen.

______
______
______
______
______
Name, Vorname
______
Postleitzahl, Wohnort
______
Straße, Hausnummer
______
Datum, Unterschrift

Fachbücher

W. Reichardt

Gute Akustik – aber wie?

VEB Verlag Technik Berlin 1979
204 Seiten, 116 Bilder
Leinen 10,00 Mark
Bestellnummer 552 455 3

Der Autor – ein Fachmann von internationalem Rang auf dem Gebiet der Raumakustik – unternimmt mit dem vorliegenden Buch den Versuch, die komplizierten raumakustischen Zusammenhänge, die beim Entwurf von Zuhörerräumen zu beachten sind, populärwissenschaftlich darzustellen. Dieses schwierige Vorhaben ist gut gelungen.

Um aufzulockern, ist als Darstellungsform die des Gespräches gewählt. Der Autor unterhält sich zunächst mit einem Vertreter des Verlages über das Gesamtgebiet und bespricht im folgenden Detailfragen mit Architekten, Physikern, Musikern und anderen Fachleuten.

Durch die lockere Gesprächsform wird einerseits erreicht, daß der Leser bei dem schwierigen Stoff nicht ermüdet. Andererseits sind aber mit großer Gründlichkeit selbst die komplizierten Zusammenhänge neuester raumakustischer Erkenntnisse dargelegt, und ihr Verständnis wird dadurch vertieft, daß der Autor in Form der Gespräche den wichtigsten Sachverhalt aus verschiedenen Blickrichtungen erörtert. Dabei ist kennzeichnend für die ausgezeichnete fachliche Qualität des Buches, daß es trotz der populärwissenschaftlichen Darstellungsweise auch für den Fachmann auf raumakustischem Gebiet viele wertvolle Informationen enthält.

Das Buch wird mit einem Überblick über die historische Entwicklung des Fachgebietes eingeleitet. Es werden danach als spezielle Probleme der Raumakustik die Modellmeßtechnik, wichtige Projektierungsgrundsätze, das synthetische Schallfeld und die Kunstkopf-Stereofonie behandelt, letztere nicht nur in bezug auf die Aufnahme- und Rundfunkübertragungstechnik, sondern auch als Hilfsmittel zur Gewinnung raumakustischer Kriterien für Musikdarbietungen. Die sich anschließenden Ausführungen über raumakustische Parameter für Sprache und Musik stellen einen Schwerpunkt des Buches dar und informieren über den neuesten Kenntnisstand auf diesem Gebiet, das sich – insbesondere bezüglich der Parameter für Musikdarbietungen – in rascher Entwicklung befindet.

In den folgenden Abschnitten werden die verschiedenen raumakustischen Probleme bei Unterrichtsräumen und Hörsälen, beim Sprechtheater, bei Konzertsälen, Mehrzwecksälen und Opernhäusern behandelt. Hier greift der Autor auf Erfahrungen seines langjährigen Wirkens als raumakustischer Berater zurück und erläutert die zu erfüllenden Forderungen einerseits und Lösungsmöglichkeiten andererseits anhand von Beispielen ausgeführter Bauwerke, wie z. B. der Staatsoper Berlin, der Kongreßhalle am Alexanderplatz in Berlin, des Kulturpalastes Dresden, der Oper Leipzig. Ein Blick in die Zukunft, der insbesondere der Entwicklung elektroakustischer Beschallungsanlagen und dem Für und Wider ihres Einsatzes bei Konzertveranstaltungen gilt, schließt das Werk ab.

Das Buch wendet sich an musik-, architektur- und technikinteressierte Leser aller Berufe, stellt dabei aber gewisse Anforderungen an Verständnis und Aufnahmevermögen. Es ist reich bebildert – zum Teil farbig – und stellt insgesamt eine große Bereicherung des populärwissenschaftlichen Schrifttums dar.

W. Fasold

H. Völz

Elektronik

Grundlagen, Prinzipien, Zusammenhänge
2., stark überarbeitete und ergänzte Auflage
Akademie-Verlag Berlin 1979
1002 Seiten, 783 Bilder, 160 Tafeln
Leinen 95,00 Mark
Bestellnummer 762 476 9

Zwischen den Erscheinungsjahren der beiden Auflagen dieses Buches liegt eine Zeitspanne, in der sich das menschliche Wissen (mindestens) verdoppelt hat. Mag diese Aussage auch recht global klingen, gerade in dem, was heute unter dem Begriff „Elektronik" verstanden wird, zeigen sich diese Fortschritte besonders eindrucksvoll. So verdient allein schon das Vorhaben Hochachtung, all diese Tatsachen systematisch zu ordnen und (Zitat:) „über kleine, unmittelbar einsichtige, gedankliche Schritte zu den großen Zusammenhängen" zu führen und „zu beschreiben, ... wie es funktioniert und wie und warum es sich so entwickelt hat". Dabei wurden vernünftige Eingrenzungen nötig, ohne die sicherlich zwei Bände dieser Größe erforderlich geworden wären. So entstand ein Buch, in dem versucht wird (und das mit gutem Erfolg), einen verständlichen Grundriß zu den wichtigsten Gebieten zu geben, die heute mit dem Sammelbegriff „Elektronik" belegt werden. Ausgeklammert bleiben Übertragungstechnik, Audio- und Videotechnik, Telegrafie, Telefon, Vermittlungs- und Fernwirktechnik, Höchstfrequenztechnik, Leistungselektronik und einige Sondergebiete.

Der potentielle Leser kann Inhalt und Umfang der zu erwartenden Informationen aus folgender Aufzählung der Hauptabschnitte (ohne Einleitung) selbst abschätzen: 1. Elektrotechnische Grundlagen (144 S.), 2. Röhren (82 S.), 3. Diskrete Halbleiterbauelemente (148 S.), 4. Analoge Schaltungs- und Meßtechnik (162 S.), 5. Mikroelektronik (98 S.), 6. Digitaltechnik (264 S.). Literatur-, Nachweis-, Abkürzungs- und Sachwortverzeichnisse füllen 66 Seiten.

Der große Zuwachs an zu verarbeitender Information wird auch aus der Tatsache deutlich, daß einerseits zwar der Abschnitt „Röhren" beträchtlich reduziert wurde, andererseits aber die drei wesentlichen Abschnitte 4, 5 und 6 völlig neu geschrieben werden mußten.

Angesichts dieses Pensums und des Bearbeitungszeitraums ist verständlich, daß (wenn auch leider!) z. B. im umfangreichsten Abschnitt noch nicht auf die neuen Standards zu logischen binären Elementen umgestellt werden konnte. Auch die Benutzung von O und L statt – wie vorgeschrieben – 0 und 1 für die logischen Werte gehört zu diesen Schönheitsfehlern. (Bei Umstellung ließe sich auch das Problem umgehen, daß – abweichend vom internationalen Gebrauch – die Pegel statt mit H und L gegen Verwechslungen mit H und T bezeichnet werden mußten.) Durchgängig wurde dagegen auf SI-Einheiten umgestellt – allenfalls an versteckten Stellen hielt sich eine alte Einheit (s. Bild 3.1.20).

Der Klappentext läßt sich so verstehen, daß sich das Buch an alle richtet, die in ihren ursprünglich „artfremd" gelagerten Berufen zunehmend mit Elektronik zu tun bekommen. Information über die wesentlichsten Zusammenhänge ist für sie von gleicher Bedeutung wie zu den wichtigsten Einzelheiten, aus denen sich die angesprochenen Ursache-Wirkungs-Beziehungen ergeben. In dieser Hinsicht hat das Buch ebenfalls einen hohen Gebrauchswert. So wird z. B. zunächst allgemein über die Funktion von galvanischen Elementen berichtet, doch daran schließt sich eine durchaus praxisbezogene Tabelle der Daten gebräuchlicher Primärelemente und Sekundärzellen an. (Besonders hervorzuheben sind dabei auch die großformatigen Tafeln der Beilage, z. B. über Schaltkreisfamilien, Operationsverstärker oder monolithische Technologien.) Dieses Prinzip wird – sachbezogen variiert – im ganzen Buch angewendet, wo immer es realisierbar ist. Dennoch können viele Informationen nur Denkanstöße vermitteln und zwingen zum Literaturstudium. Fast 40 Seiten Buch- und Zeitschriftenverzeichnis sprechen für die Gründlichkeit, mit der diesem Erfordernis nachgegangen wurde.

Im ganzen ein Buch, das dem Anspruch seines Untertitels erfolgreich standhält, über wichtige Teilgebiete der Elektronik eine informative, verständliche und doch exakte Übersicht von Grundlagen zu geben. Ein aktuelles Nachschlagewerk sowohl für Studierende aller verwandten Fachrichtungen wie für Fachleute der zahlreichen technischen Berufe, in denen die Elektronik zunehmend Einzug hält.

K. Schlenzig

Programmierbare Mehrfach-Konstantstromquelle

Konstantstromquellen werden sehr häufig in Schaltkreistestern, Meßgeräten und Signalwandlern benötigt. In integrierten Schaltungen ist besonders die Stromspiegelschaltung anzutreffen. Sie vereinigt in sich eine Reihe von Vorteilen:

- Sehr geringer Aufwand für die Realisierung ein- und mehrfacher Stromquellen bzw. Stromsenken
- exakt bestimmbarer Ausgangsstrom
- sehr hohe Ausgangsimpedanz
- Unempfindlichkeit gegenüber Betriebsspannungs- und Temperaturschwankungen.

Nicht in allen Anwendungsfällen werden die genannten Vorzüge vereinigt benötigt. Eine Mehrfachstromquelle, die für den Einsatz in

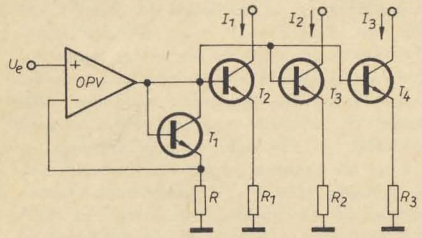


Bild 1: Mehrfachstromquelle mit OPV und Transistorarray

D-A-Wandlern vorgesehen ist, zeigt Bild 1. Für den Aufbau werden ein Operationsverstärker und ein Transistorarray verwendet. Durch den monolithischen Herstellungsprozeß kann vorausgesetzt werden, daß die vier Transistoren nahezu gleiches Verhalten zeigen. Nimmt man weiterhin einen idealen Operationsverstärker (hohe Verstärkung, Offsetspannung Null) an, so fließt durch den ersten Transistor ein Referenz-Emitterstrom von

$$I_E = \frac{U_e}{R} \qquad (1)$$

Am Ausgang des Operationsverstärkers stellt sich eine Spannung entsprechend Gl. (2) ein

$$U_a = U_e + U_{BE1} \qquad (2)$$

Diese Spannung ist gleichzeitig an den drei weiteren Basiselektroden (T_2 bis T_4) wirksam. Unter der Voraussetzung $R_1 = R_2 = R_3 = R$ fließt auch durch die Transistoren T_2 bis T_4 ein Strom entsprechend Gl. (1). Abweichungen zwischen den drei Ausgangsströmen I_1 bis I_3 treten in dem Maße auf, wie sich die Transistorkennwerte von T_1 bis T_4 unterscheiden. Durch die enge thermische Kopplung aller Transistoren geht die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitterspannung nicht in die Ausgangsströme ein. Der Einfluß der Stromverstärkung und des Reststromes und deren Temperaturabhängigkeit

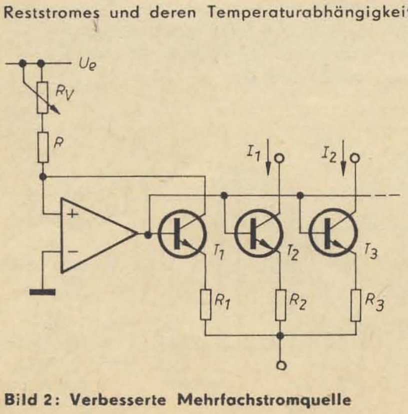


Bild 2: Verbesserte Mehrfachstromquelle

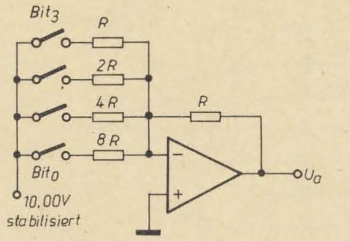


Bild 3: 4-Bit-D-A-Wandler

auf die Ausgangsströme ist weiterhin vorhanden.

Durch Veränderung der Widerstandswerte R_1 bis R_3 können unterschiedliche Ausgangsströme gewählt werden.

Eine bezüglich des Temperaturverhaltens verbesserte Schaltung zeigt Bild 2. Bei dieser Schaltung wird der Referenzkollektorstrom von T_1

$$I_{C1} = \frac{U_e}{R_V + R} \qquad (3)$$

auf die Vorwiderstände, an denen die Eingangsspannung liegt, zurückgeführt. Auf diese Weise erfolgt zusätzlich die Kompensation des Einflusses der Temperaturabhängigkeit der Stromverstärkung und der Restströme. Bei gleichen Transistoren T_1 bis T_3 und gleichen Emitterwiderständen $R_1 = R_2 = R_3$ sind die Ausgangsströme gleich dem Referenzkollektorstrom

$$I_1 = I_2 = I_{C1} = \frac{U_e}{R_V + R} \qquad (4)$$

Durch Hinzufügen weiterer Transistoren und unterschiedliche Dimensionierung der Emitterwiderstände sind noch mehr und unterschiedliche Ausgangsströme realisierbar.

Wie die Gln. (1) und (3) zeigen, können die Ströme über eine variable Eingangsspannung verändert werden. Erzeugt man die Eingangsspannung über einen D-A-Wandler entsprechend Bild 3, so sind die Ausgangsströme der Stromquellen auch digital programmierbar. Ein 4-Bit-D-A-Wandler erlaubt in bekannter Weise die Einstellung von 16 verschiedenen Strömen.

G. Turinsky

Mutingschaltungen mit der IS A 301 D

Die IS A 301 enthält einen analogen und einen digitalen Schaltungsteil. Sie läßt sich damit vorteilhaft zur Rauschunterdrückung des Zwischensenderrauschens an solchen FM-Detektoren ausnutzen, die einen hohen Rauschpegel abgeben wie Koinzidenz- und Synchrondetektoren. Ausgenutzt wird dabei der Effekt, daß die spektrale Leistungsdichte des Rauschsignals wesentlich größer als die des NF-Nutzsignals ist. Damit läßt sich der digitale Schaltungsteil der IS A 301 steuern. Im folgenden werden zwei Varianten beschrieben.

Eine einfache Variante zeigt Bild 1. Das NF-Signal wird über C_2 an Pin 3 der IS gelegt. Erforderlichenfalls kann noch ein Spannungsteiler zur Pegelanpassung vorgeschaltet werden (im Bild nicht gezeichnet). Besser ist eine NF-Pegeleinstellung am entsprechenden Anschluß der Koinzidenzdemodulator-IS (Punkt 5 bei IS A 220). Die zur Arbeitspunkteinstellung nötige Gleichspannung wird von der intern stabilisierten Versorgungsspannung abgenommen (Pin 13 der IS). An Pin 12 wird ein Integrationskondensator von 2,2 μF gelegt. Er glättet die Rauschspannung und liefert damit das für die Durchschaltung der Schaltstufen der IS nötige Potential. Liegt ein Rauschsignal an, legt der Transistor T_{15} der IS Pin 5 an Masse, und ein Signal (NF- Signal) wird nach Masse kurzgeschlossen.

Liegt ein NF-Nutzsignal an, entlädt sich der Integrationskondensator, die NF wird hörbar. Gleichzeitig erscheint am Ausgang Q ein L-Signal, mit dem eine LED-Anzeige für das Signal „NF-Kanal offen" geschaltet werden kann. Bedingt durch die interne Struktur der IS ergibt sich noch eine etwa vierfache Spannungsverstärkung. Mit dem Schalter S_1 läßt sich die Automatik außer Betrieb setzen. Diese einfache Schaltung ist zwar nicht frei von Schaltgeräuschen, genügt aber einfachen Ansprüchen.

Soll das Schaltgeräusch nicht hörbar sein, muß für eine Verlangsamung der Ein- und Ausschaltvorgänge gesorgt werden. Das wird mit einer Schaltung nach Bild 2 erreicht. Die Einstellung der Arbeitspunkte geschieht analog Bild 1. Liegt ein NF-Signal an, so ist Ausgang 10 der IS nach Masse durchgesteuert. T_1 erhält keinen Basisstrom. Über R_2 wird der Reststrom von T_1 nach Masse abgeführt. Liegt ein Rauschsignal an der IS, erscheint am Ausgang ein H-Signal, T_1 wird durchgesteuert und lädt C_2 über R_3, R_4 auf. T_2 wird langsam geöffnet und schließt die NF nach Masse kurz. Verschwindet das Rauschsignal wieder, wird C_2 über R_1 in etwa 0,1...0,2 s wieder langsam entladen.

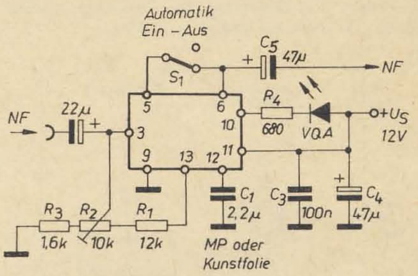


Bild 1: Einfacher Mutingschalter mit A 301 D. Bei Ausnutzung der vollen U_B-Toleranz von 4,75 bis 24 V der IS A 301 muß R_4 entsprechend umdimensioniert werden

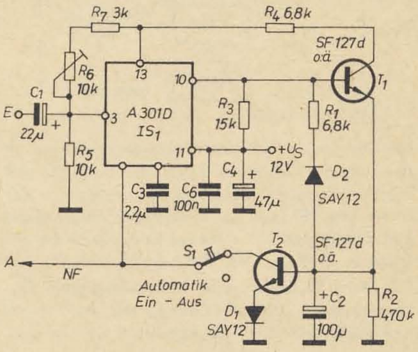


Bild 2: Rauschmuting. $V_U \approx 4$

Das Schaltgeräusch ist nicht hörbar. Gleichzeitig werden bei dieser Variante auch im Sperrzustand noch etwa 25 % des Pegels übertragen. Dabei ergibt sich eine Kontrollmöglichkeit.

Abschließend noch eine Anregung, die noch nicht erprobt wurde: Teilt man den NF-Kanal über Emitterfolger in einen NF-Nutzkanal und einen NF-Steuerkanal auf, muß die weiterzuverarbeitende NF nicht über den Linearteil der IS A 301 laufen und kann über ein separates Stellglied vom „NF-Steuerkanal" beeinflußt werden. Damit lassen sich weitere Vorteile realisieren, z. B. eine zusätzliche Anzeige „NF-Nutzkanal offen", um in Modulationspausen keine Fehlinformation über den Schaltzustand der Mutingschaltung zu erhalten.

Lüder Gleichmann und Rolf Hergenhan

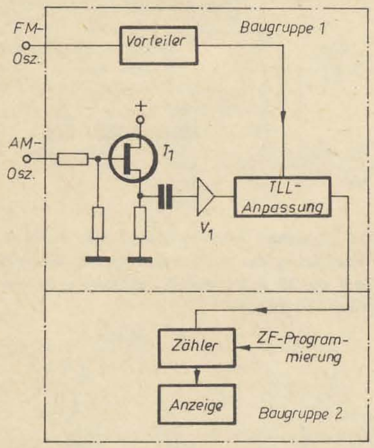
Frequenzanzeige-Baustein für AM-FM-Rundfunkempfänger

Dem Trend nach einer digitalen Frequenzanzeige kommt unser Bild aus Electronics 52 (1979) H. 13, S. 126, 127, 129, nach. Es stellt im Prinzip die Hauptkomponenten einer Digitalanzeige dar, die wahlweise für AM- oder FM-Empfang eingesetzt werden kann. Der Baustein ermittelt die Frequenz des Überlagerungsoszillators und zieht von diesem Wert den Wert der Zwischenfrequenz ab, so daß die Empfangsfrequenz angezeigt wird.

Die Schaltung besteht aus einem Vorteiler, einem Zähler, einer Flüssigkristallanzeige und weiteren Bauelementen, zu denen der Feldeffekttransistor T_1 und verschiedene Logikschaltungen gehören.

Im AM-Betrieb gelangt das Signal des Überlagerungsoszillators an T_1, der den Oszillator durch seine hohe Eingangsimpedanz nur gering belastet. V_1 arbeitet linear und verstärkt das Signal. Die sich anschließenden Schmitt-Trigger formen ein TTL-Rechtecksignal, das dann an den Zähler gelangt. Der Zähler enthält einen Festwertspeicher, dem verschiedene ZF-Werte eingegeben werden können. Auf diese Weise ist es möglich, den Zähler für unterschiedliche Zwischenfrequenzen einzusetzen. Weiterhin nimmt der Zähler auch die Subtraktion vor. Die Differenzfrequenz, die gleich der Empfangsfrequenz ist, wird auf der Anzeige dargestellt.

Im FM-Betrieb wird eine Vorteilung (1:100) der Frequenz des Überlagerungsoszillators vorgenommen. Zur Ermittlung der Empfangsfrequenz wird nur 1/100 der FM-ZF subtrahiert.



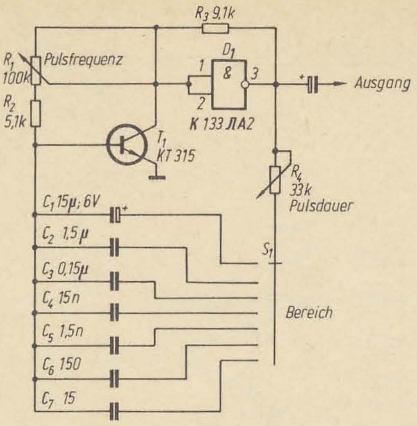
Der Baustein läßt sich vorteilhafterweise in zwei Gruppen getrennt aufbauen. Vorteiler und Logikschaltungen sowie der FET werden in der Nähe des HF-Teils im Empfänger angeordnet, den Zähler und die Anzeige bringt man an geeigneter Stelle an der Frontseite unter.

Mit dem Baustein steht eine universelle Frequenzanzeige zur Verfügung, mit der Rundfunkempfänger auch nachgerüstet werden können.

Einfacher Impulsgenerator

Im Bild aus Radio 55 (1979) H. 7, S. 31, ist ein einfacher Impulsgenerator dargestellt. Er überstreicht den Frequenzbereich von 0,2 Hz bis 500 kHz mit einem vom gewählten Bereich abhängigen Tastverhältnis 1:2 bis 1:(400...1 000). Eine Betriebsspannungsänderung um ±10 % führt zu einer Frequenzverwerfung von ±(8...10) %. Dieser Generator läßt sich für eine feste Frequenz mit extrem geringem Aufwand aufbauen (1 NAND, 1 Transistor, 1 C, 3 R), wobei für eine Festfrequenz R_1 und R_2 zusammengefaßt werden können.

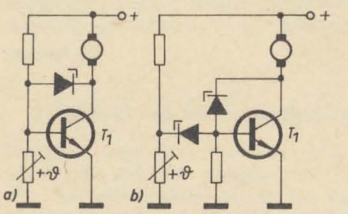
Bei einem positiven Spannungssprung am NAND-Ausgang lädt sich C_1 über den offenen Transistor T_1 mit der Zeitkonstante $C_1(R_4 + R_{BE})$ auf, wobei R_{BE} der Basis-Emitterwiderstand des offenen Transistors ist. Zum Ende des Ladevor-



gangs geht der Kollektorstrom von T_1 gegen Null, und der negativ geladene Kondensatoranschluß sperrt T_1. Damit schaltet das NAND um, und C_1 wird mit der Zeitkonstanten $C_1(R_1 + R_2 + R_4)$ umgeladen. Erreicht die Spannung an der Transistorbasis die Umschaltschwelle von +(0,5...0,7) V, so öffnet T_1, das NAND schaltet auf H, und der Zyklus wiederholt sich. Mit R_1 und R_4 kann die Impulsperiode bzw. das Tastverhältnis innerhalb der durch C-Umschaltung gewählten Bereiche verändert werden.

Kraftfahrzeugelektronik

● Eine elektronische Steuerung des Kühlerventilators (Lüfters) in Kraftfahrzeugen läßt sich mit einem Kaltleiter und einem Darlingtontransistor relativ einfach und doch zuverlässig realisieren. Zunehmend werden wassergekühlte Verbrennungsmotoren mit einem elektromotorischen Lüfter ausgestattet, der sich über einen Temperaturschalter einschaltet, wenn die Nennbetriebstemperatur überschritten wird. Durch den zuschaltbaren Lüfter kann der Motor einerseits schneller seine Betriebstemperatur erreichen, andererseits ist ein Überhitzungsschutz auch im Leerlauf vorhanden. In der Schaltung (unser Bild aus Siemens Schaltbeispiele 1977/78 S. 105–106) wird als Temperatursensor ein Kaltleiter mit sehr steilem positivem Temperaturkoeffizienten im Temperaturnennbereich verwendet. Der Kaltleiter kann ohne Verstärker mit



der den Motor ansteuernden Leistungsstufe verbunden werden. Die steile Kaltleiterkennlinie gestattet einen engen Ein-Ausschaltbereich (3 bis 4 K). Das Bild zeigt eine Schaltung mit niederohmigem Kaltleiter (a) und mit hochohmigem Kaltleiter (b). Da der Sensor an Masse liegt, ist nur eine Zuleitung erforderlich. Bei Leitungsunterbrechung läuft der Lüfter im Dauerbetrieb.

● Ein Sensor zur Messung von Flüssigkeitspegeln, der z. B. vor dem Start von Kraftfahrzeugen die vorhandene Schmierölmenge ermittelt, besteht aus einem kleinen quadratischen Halbleiterchip. Die Temperaturabhängigkeit des spezifischen Widerstands von Silizium wird dabei dazu ausgenutzt, um zwischen dem Vorhandensein und dem Fehlen einer Flüssigkeit zu entscheiden. Zur Messung wird ein Strom eingespeist, und der entstehende Spannungsabfall gibt über den jeweiligen Ölstand Auskunft. Ist der Ölstand zu niedrig, so wird ein entsprechendes Warnsignal ausgelöst.

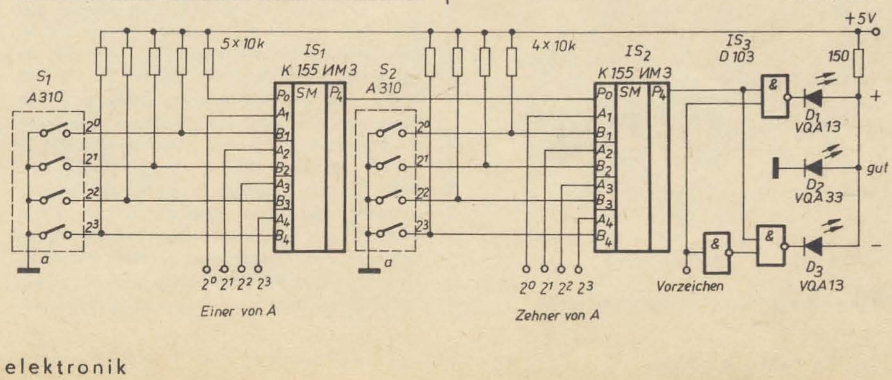
● Eine Neuerung auf dem Gebiet der Kraftstoff-Einspritzvorrichtungen, die eine bessere Leistungsfähigkeit, eine bessere Verbrennung und einen höheren Kraftstoffwirkungsgrad als herkömmliche Vergaser aufweisen, ist ein sogenannter Ultraschall-Kraftstoffinjektor, der sich relativ einfach und bei niedrigen Kosten realisieren läßt. Die größere Komplexität und die nötige höhere Genauigkeit bei der Herstellung von Einspritzvorrichtungen machte ihren Einsatz problematisch. Der neue Injektor besteht aus einem sich verjüngenden Stahlkörper, dessen Länge etwa der halben Wellenlänge einer Ultraschallfrequenz von 60 kHz entspricht. Auf diese Weise ergibt sich ein maximales Anregungszentrum in der Spitze des Stahlkörpers. An der Rückseite ist eine piezokeramische Scheibe angebracht, die ein in der Spitze enthaltenes Kugelventil mit hoher Amplitude anregen kann. Das Kugelventil wird mit seiner Kugel im Ruhezustand gegen einen Anschlag gedrückt, so daß sich nur eine Öffnung von 0,4 mm Durchmesser durch die Kraftstoffzuführung ergibt. Wird die piezoelektrische Keramikplatte von der Steuereinheit erregt, so treten Schwingungen im Ventil auf, die die Kugel von ihrer Ruhelage entfernen und somit die Kraftstoffzufuhr freigeben. Bei dem neuen Injektor ist die Kugel des Ventils der einzige Teil, der einem mechanischen Verschleiß unterworfen ist. Der Injektor wird von einem Oszillator mit 60 kHz angesteuert, die Modulationsfrequenz beträgt 100 Hz. Die Menge des injizierten Kraftstoffes wird durch die Pulsbreitenmodulation der Ansteuerung vorgegeben.

Komparatorschaltung

Der sowjetische 4-Bit-Volladdierer K 155 ИМ 3 eignet sich auch als Komparator. Werden eine Zahl A und das Komplement einer Zahl B addiert, so entsteht ein Übertrag bei $A > B$ (H am Übertragsausgang). Bei H am Übertragseingang entsteht auch ein Übertrag bei $A = B$.

Das Bild zeigt als Anwendungsbeispiel die Schaltung eines zweistelligen Komparators zur Auswertung einer prozentualen Abweichung mit symmetrischen Toleranzgrenzen. Die Zahl A ist dabei der Betrag der prozentualen Abweichung. Die Zahl B als Toleranzgrenze wird über die Vorwahldrehschalter S_1, S_2 eingegeben. Ein BCD-kodierter Schalter (z. B. A 310 vom VEB Elektronische Bauelemente Ruhla) liefert bereits das Komplement von B, wenn der Anschluß a an L liegt. D_2 leuchtet bei $|A| < B$. Bei $|A| \geq B$ wird je nach Vorzeichen D_1 oder D_3 angesteuert. Da die Flußspannung der VQA 33 größer als die der VQA 13 zuzüglich der Kollektor-Emitterrestspannung des Ansteuertransistors ist, verlöscht D_2 bei Ansteuerung von D_1 oder D_3.

Uwe Kramer



Patente

Schaltungsanordnung für einen Frequenzvorteiler

DD-WP 128 271
Int. Cl.[2]: H 03 K 21/00
Inhaber: Tesla, ČSSR

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung für einen Frequenzvorteiler mit veränderbarem Teilungsverhältnis, bei dem eine bestimmte höchste Frequenz erreicht wird, die durch den Teiler unter Verwendung einer gegebenen Zahl von Elementen zuverlässig verarbeitet werden kann.

Die Schaltung vereinfacht die gesamte Realisierung des Vorteilers. Bild 1 zeigt einen Vorteiler mit drei D-Flip-Flops, die einen Ringteiler bilden, und mit einer Hilfskippschaltung. Im Bild 2 wurden die Spannungsverläufe an den Ausgängen der Kippschaltungen für die Teilungsverhältnisse 1:5 und 1:6 dargestellt. Bild 3 zeigt eine gegenüber Bild 1 abgewandelte Ausführung. Die zugehörigen Spannungsverläufe an den Ausgängen der Kippschaltungen, wiederum für beide Frequenzverhältnisse, wurden im Bild 4 dargestellt.

Der asynchrone Betrieb der Hilfskippschaltung K_4 mit einer der Kippschaltungen des Ringteilers und die Benutzung des asynchronen Eingangs der nachfolgenden Kippschaltung des Teilers machen – im Gegensatz zu bekannten Schaltungen – eine Verzögerung im logischen Kombinationsnetzwerk unnötig. Der Teiler kann infolgedessen höhere Frequenzen verarbeiten. Außerdem wird die Schaltung vereinfacht, und die Abmessungen werden kleiner, da der gesamte Vorteiler z. B. aus zwei integrierten Schaltkreisen vom Typ MH 74 S 74 bestehen kann.

Die Hilfskippschaltung K_4 ist, wenn mit einem Teilungsverhältnis von 1:6 gearbeitet wird, infolge des logischen Nullpegels an der Klemme 0 zur Steuerung des Teilungsverhältnisses außer Betrieb. Demzufolge wird die nachfolgende Kippschaltung K_3 des Ringteilers durch den Ausgang Q_4 im Bild 1 oder Q_4 im Bild 3 nicht beeinflußt. In diesem Fall kann die Schaltung des gesamten Vorteilers als klassischer Ringteiler mit drei Kippschaltungen K_1, K_2, K_3 angegeben werden.

Der direkte Ausgang Q_1 der Kippschaltung K_1 ist mit dem synchronen Eingang D_2 der Kippschaltung K_2 verbunden, deren direkter Ausgang Q_2 am synchronen Eingang D_3 der Kippschaltung K_3 liegt, deren invertierender Ausgang $\bar{Q}_3$ mit dem synchronen Eingang D_1 der Kippschaltung K_1 verbunden ist. Die Eingangsimpulse werden gleichzeitig allen Takteingängen T_1 bis T_3 der Kippschaltungen K_1 bis K_3 vom Eingang I des Teilers zugeführt. Diese Schaltung ist bei beiden nachfolgend beschriebenen Varianten die gleiche.

Wenn sich der logische Pegel an der Klemme 0 zur Steuerung des Teilungsverhältnisses auf den Wert 1 ändert, wird das Teilungsverhältnis des Ringteilers verkürzt. Die Verkürzung des gesamten Zählzyklus des Ringteilers, der im Johnson-Kode arbeitet, wird gemäß Erfindung dadurch erreicht, daß eine der Kippschaltungen dieses Ringteilers an ihrem asynchronen Eingang zusätzlich von einer Hilfskippschaltung K_4 gesteuert wird. Diese Kippschaltung folgt stets derjenigen, mit der die Hilfskippschaltung gemeinsame Synchroneingänge im Sinne der zyklischen Folge entsprechend der Arbeit des Ringteilers 1, 2, 3, 1,2 hat. So ist beispielsweise die der Stufe K_2 folgende Kippschaltung die Stufe K_3, die der Schaltung K_3 folgende die Stufe K_1 usw. Die Zustandsänderung dieser folgenden Kippschaltung, die sich sonst erst unter der Einwirkung eines weiteren Taktimpulses er-

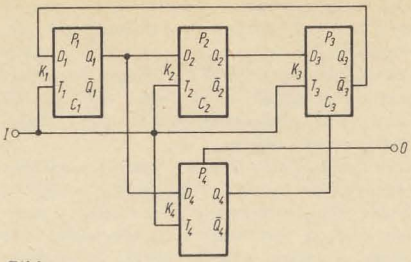


Bild 1

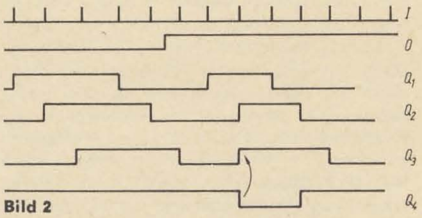


Bild 2

geben würde, tritt infolge Beaufschlagung des asynchronen Eingangs sofort nach der Zustandsänderung der vorgehenden Schaltung und demzufolge auch der Hilfskippschaltung ein, so daß praktisch von einem Auslassen eines der Zustände des Ringteilers gesprochen werden kann. Daß während einer bestimmten Zeit diese Kippschaltung, von den synchronen Eingängen her gesehen, infolge des Nullpegels am asynchronen Eingang nicht steuerbar ist, kann nicht als Nachteil angesehen werden, da sich während dieser Zeit auf Grund der Folge des Johnson-Kodes sein Zustand nicht ändert. Diese Verhältnisse sind am besten aus der folgenden Beschreibung der beiden Varianten ersichtlich.

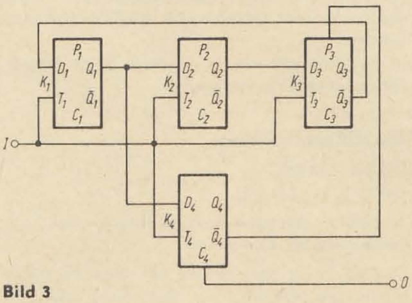


Bild 3

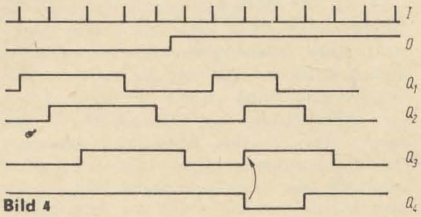


Bild 4

Bei der im Bild 1 dargestellten Schaltungsanordnung wird der asynchrone Nulleingang C_3 der dritten Kippschaltung K_3 zum Verkürzen des Zählzyklusses des Ringzählers benutzt, wobei der synchrone Eingang D_4 der Hilfskippschaltung K_4 parallel zum zugehörigen gleichnamigen synchronen Eingang D_2 der zweiten Kippschaltung K_2 liegt.

Unter der Voraussetzung eines logischen Pegels 1 am asynchronen Einstelleingang P_4 der Hilfskippschaltung K_4 arbeitet der Ringteiler in der gleichen Weise wie im nichtsteuerbaren Arbeitsbereich, bis der Zustand 011 durchlaufen ist. Der nachfolgende Zustand ist dann jedoch nicht der Zustand 001, denn gleichzeitig mit dem Übergang des Ausganges Q_2 der zweiten Kippschaltung K_2 auf den Pegel Null gelangt auch der Ausgang Q_4 der Hilfskippschaltung K_4 auf Nullpotential. Infolge der direkten Verbindung mit dem asynchronen Nulleingang C_3 der dritten Kippschaltung K_3 erhält dieser unmittelbar gleichfalls Null und wird in diesem Zustand bis zum Augenblick des Übergangs der Kippschaltung K_2 und damit auch der Hilfskippschaltung K_4 auf dem logischen Pegel 1 gehalten.

Der Zustand dieser dritten Kippschaltung K_3 ändert sich jedoch nicht sofort in den Zustand 111, sondern erst nach dem Eingang des weiteren Taktimpulses. Wenn am Ausgang Q_4 der Hilfskippschaltung K_4 dauernd der logische Pegel 1 herrscht, liegt sein asynchroner Einstelleingang P_4 auf dem Pegel 1, und die Arbeit des Ringteilers wird in keiner Weise beeinflußt, d. h., sein Teilungsverhältnis ist 1:6. Die entsprechenden Impulse sind aus dem Zeitdiagramm (Bild 2) ersichtlich.

Analog arbeitet auch die Schaltungsanordnung des Vorteilers nach Bild 3, nur mit dem Unterschied, daß die Kippschaltung K_3 am asynchronen Eingang P_3 angesteuert wird. Infolge der bereits beschriebenen Arbeitsweise ist es möglich, jeden beliebigen der sechs Zustände des Ringteilers auszulassen, denn es kann jede der Kippschaltungen K_1 bis K_3 entweder am asynchronen Eingang P_1 bis P_3 oder am Nulleingang angesteuert werden. Bild 4 zeigt das entsprechende Zeitdiagramm.

Kodierung und Dekodierung eines Farbvideosignals

DD-AP 138 265
Int Cl.[2]: H 04 N 9/32
Anmelder: BASF AG, BRD

Die Erfindung betrifft Verfahren und Anordnungen zur Kodierung eines Farbvideosignals, insbesondere zur Aufzeichnung eines derartigen Signals auf einen magnetischen Informationsträger, wobei die auf eine erste Trägerfrequenz modulierte Chrominanzinformation in eine bisequentielle Chrominanzinformation umgesetzt wird, die auf eine zweite Trägerfrequenz nach Abtrennung von der Luminanzinformation des Farbvideosignals amplitudenmoduliert wird.

Das Verfahren umfaßt im wesentlichen folgende Schritte:

a) Abtrennen der modulierten Chrominanzinformation von der Luminanzinformation und somit Herstellen eines modulierten Chrominanzsignals
b) Beseitigen der Modulation des Chrominanzsignals und somit Herstellen eines nichtmodulierten Chrominanzsignals
c) doppelsymmetrische Modulation (Double balanced modulation) des nichtmodulierten Chrominanzsignals mit einem Bezugssignal der zweiten Trägerfrequenz, um als umgesetztes Signal ein bisequentielles Chrominanzsignal zu erhalten, das auf dieser Trägerfrequenz mit Trägerunterdrückung amplitudenmoduliert ist
d) Frequenzmodulation des Luminanzsignals auf eine dritte Trägerfrequenz, die derart gewählt wird, daß Seitenbänder des bisequentiellen Chrominanzsignals, das auf dem zweiten Träger amplitudenmoduliert ist, die Seitenbänder des frequenzmodulierten Luminanzsignals nicht merkbar stört
e) Zusammenfassen des bisequentiellen, amplitudenmodulierten Chrominanzsignals mit unterdrücktem Träger und des frequenzmodulierten Luminanzsignals, um ein kodiertes Signal zu erhalten.

Dieses Verfahren hat den Vorteil, daß eine Anzahl von Grundproblemen gelöst wird, die mit den bekannten Methoden der Aufzeichnung eines Videomischsignals auf einem Informationsträger und/oder der Wiedergabe eines derartigen Signales verbunden sind. Es läßt sich für alle Systeme anwenden, bei denen Aufzeichnungsträger bekannter Art, z. B. Magnetband, Magnetplatten, optische Platten usw., benutzt werden. Das Verfahren läßt sich weiterhin auch auf die Übertragung von Breitbandsignalen über einen Übertragungskanal anwenden.

Das Verfahren, in dem das Farbvideosignal die Chrominanzinformation in quadratur- und am-

plitudenmodulierter Form enthält, wird durch folgende zusätzliche Schritte ergänzt:

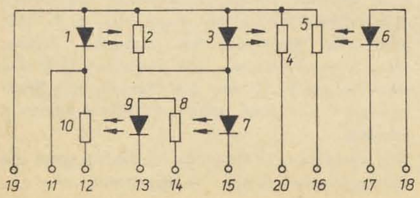
g) Umschalten der Phase der Bezugssignalquelle der ersten Trägerfrequenz abwechselnd zwischen 0° und 90° von einer Horizontalabtastzeile zur nächsten
h) Mischen des phasenumgeschalteten Bezugssignals mit der ersten Trägerfrequenz mit einem Signal einer Bezugsquelle der zweiten Trägerfrequenz, um ein Signal zu erzeugen, das die Summen- und Differenzfrequenzen des phasenumgeschalteten ersten Trägers und des zweiten Trägers umfaßt
i) Umsetzen des Summen- und Differenzfrequenzsignals durch doppelsymmetrische Modulation in eine Chrominanzinformation, mit einer Signalform, in der das Signal mit unterdrücktem Träger auf der zweiten Trägerfrequenz bisequentiell amplitudenmoduliert ist.

Die in der Patentschrift beschriebenen Verfahren und Anordnungen lassen sich für die Systeme NTSC, PAL-B, PAL-M oder SECAM modifizieren.

Optoelektronische Schaltung

SU-UR 534 036
Int. Cl.²: H 03 K 19/14
Inhaber: W. G. Smertin

Der Gegenstand des Urheberscheines ist eine universell einsetzbare optoelektronische Grundschaltung. Wie das Bild zeigt, besteht die Schaltung im wesentlichen aus fünf optoelektronischen Koppelstrecken (LED, Fotowiderstand), die über eine äußere Beschaltung zu unterschiedlichen Funktionen zusammengefaßt werden können.
Zunächst sei die Funktion der Schaltung für den Gleichspannungsfall erläutert. Dazu sind die Klemmen 11-12, 13-14 und 15-16 an eine Gleichspannung anzuschließen. Eine Erhöhung der Eingangsspannung an den Klemmen 17-18 des Eingangskreises führt zu einer erhöhten Lichtemission durch die LED 6, wodurch die Leitfähigkeit des Fotowiderstandes 5 zunimmt. Der größere Strom durch die LED 7 bewirkt seinerseits eine Zunahme der Lichtemission der LED 9. Infolge des geringeren Fotowiderstandes 10 fließt im Ausgangskreis ein größerer Strom. Nimmt man in jeder der drei Koppelstrecken eine Stromverstärkung von 15...20 an, so ist zwischen dem Eingangs- und Ausgangskreis eine Stromverstärkung von mindestens 3 000...4 000 wirksam. Überlagert man dem besprochenen Gleichspannungsarbeitspunkt eine Wechselspannung, dann ist die Schaltung auch als Wechselspannungsverstärker einsetzbar. Im einfachsten Fall ist die Ein- und Auskopplung der Wechselspannung mit Koppelkondensatoren möglich.
Als zweiter Anwendungsfall soll die Funktion einer Triggerschaltung besprochen werden. An die Klemmen 15-20 ist eine Gleichspannung zu legen. Die Klemmen 16 und 20 sind kurzzuschließen. Die beiden Steuerspannungen sind an die LED 1 (Klemme 19-11) und die LED 6 (Klemme 17-18) zu legen. Das Ausgangssignal des Triggers steht im Stromkreis der LED 7 zur Verfügung. Der Schaltzustand L bedeutet einen geringen Strom durch die LED 7 und der Schaltzustand H einen hohen Strom durch die LED 7. Die Lichtemission der LED 7 wirkt sich in bekannter Weise auf die Leitfähigkeit des Fotowiderstandes 8 aus.
Nimmt man zunächst den Schaltzustand L an, dann ist der Strom durch die LED 7 infolge der geringen Leitfähigkeit der Fotowiderstände 4, 5 sehr gering. Das Anlegen eines Impulses an



den zweiten Eingang (Klemme 17-18) bewirkt eine Zunahme der Leitfähigkeit des Fotowiderstandes 5 und damit eine Stromerhöhung durch die LED 3. Da die LED 3 mit dem Fotowiderstand 4 gekoppelt ist, verringert sich dadurch auch dessen Widerstand, und der Strom nimmt lawinenartig weiter zu.
Die Strombegrenzung wird durch die eingesetzten Fotowiderstände 4, 5 bestimmt. Der Schaltkreis befindet sich nun in seinem zweiten stabilen Zustand, der auch nach Wegnahme des Eingangsimpulses erhalten bleibt. Durch einen Steuerimpuls am ersten Eingang (Klemme 19-11) kann die Schaltung in den ursprünglichen Zustand zurückgekippt werden. In diesem Fall verringert die Lichtemission der LED 1 den Widerstand des Fotowiderstandes 2. Da dieser der LED 3 parallelgeschaltet ist, nimmt der Strom durch die LED 3 entsprechend ab. Die daraus resultierende Abnahme der Leitfähigkeit des Fotowiderstandes 4 führt zu einem lawinenartigen Prozeß in der Abnahme des Stromes durch die LED 7. Dieser Schaltzustand ist bis zum Anlegen einer Steuerspannung am zweiten Eingang stabil. Die Schaltzustände des Triggers können elektrisch (Strom durch LED 7) oder optisch (Lichtemission der LED 7) ausgewertet werden. Im letzten Fall stehen zusätzlich die Klemmen 13-14 zur Verfügung.
Als drittes Beispiel soll ein Impulsgenerator vorgestellt werden. An die Klemmen 19-12, 13-14 und 15-20 ist eine Gleichspannung zu legen. Damit die Schwingungen nicht abreißen, wird die Schaltzeit der optoelektronischen Koppler als Zwischenspeicher bewußt ausgenutzt. Bei dieser Schaltung läuft ein Signal durch die als Ring geschalteten Optokoppler, wobei die Fotowiderstände abwechselnd hochohmig oder niederohmig gesteuert werden. Die im Ring erforderliche Negation wird durch die Parallelschaltung des Fotowiderstandes 2 und der LED 3 erreicht. Die Impulsfolgefrequenz kann durch die Anzahl der Optokoppler im Ring verändert werden.
In der Schrift ist als viertes Beispiel ein Impulslängenmodulator angegeben.

Kerbfilterschaltung

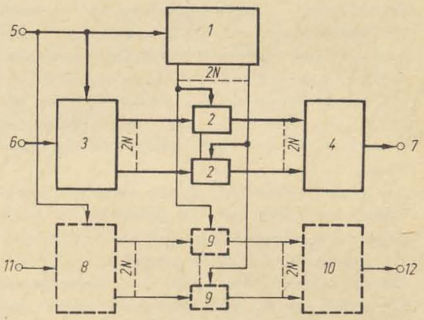
DD-WP 137 522
Int. Cl.²: H 04 N 9/32
Anmelder: Deutsche Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

Die Erfindung bezieht sich auf eine Kerbfilterschaltungsanordnung zur Absenkung der Amplitude des Leuchtdichtesignals im Frequenzbereich des SECAM-Farbsignals, insbesondere für SECAM-Koder, die in zwei Signalwegen wenigstens eines differenzbildenden Gliedes einen Resonanzkreis aufweist und die außerdem ein begrenzendes Glied enthält. Sie ist besonders zur Verminderung des Übersprechens vom Leuchtdichte- in den Farbkanal vorgesehen. Das Leuchtdichtesignal soll bei Regelwerten unterhalb der Begrenzerschwelle völlig unverzerrt übertragen werden und die Kerbfilterwirkung bei Pegelwerten oberhalb der Begrenzerschwelle einsetzen.
Diese Aufgabe wird dadurch gelöst, daß in einem Signalweg des differenzbildenden Gliedes der Resonanzkreis und als begrenzendes Glied ein Kleinstwertbegrenzer sowie vorzugsweise ein verstärkendes Glied und im anderen Signalweg ein die Signallaufzeit des Kleinstwertbegrenzers und gegebenenfalls des verstärkenden Gliedes nachbildendes verzögerndes Glied liegt. Für das differenzbildende Glied kann auch ein Summierglied eingesetzt sein, wenn das verstärkende Glied, der Kleinstwertbegrenzer bzw. die Anschaltung des Resonanzkreises eine Inversion des zweiten Signalweges gegenüber dem ersten Signalweg ergibt.
Bei Leuchtdichtesignalen, deren in den Farbträgerbereich fallende spektrale Anteile den Schwellwert der Schwellwertschaltung nicht übersteigen, gelangt an den zweiten Eingang des summierenden bzw. differenzbildenden Gliedes kein Signal. Damit wird das Leuchtdichtesignal ohne irgendwelche gewollte oder ungewollte Beeinträchtigung übertragen. Bei Überschreitung des Schwellwertes werden vom Kleinstwertbegrenzer die oberhalb des Schwellwertes liegenden Teile des Signals durchgelassen und in dem summierenden bzw. differenzbildenden Glied vom breitbandigen Leuchtdichtesignal subtrahiert. Mögliche ungewollte Signalbeeinträchtigungen sind damit auf die Fälle beschränkt, in denen auch eine gewollte Veränderung notwendig ist.

Umsetzung von digitalen Signalen zu bandbegrenzten analogen Signalen

DD-WP 138 927
Int. Cl.²: H 04 B 1/66
Anmelder: Orion Radió és Villamossági, Vállalat, Ung. VR

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zur Umsetzung von digitalen Signalen in bandbegrenzte analoge Signale, hauptsächlich für Rundfunkverbindungen, dessen zu übertragende Information zwischen engen Spektrumsgrenzen liegt. Ziel der Erfindung ist die Vermeidung von Toleranzproblemen bei konventionellen Weichen bezüglich des Frequenzspektrums und der Symbolinterferenz bzw. der Weichencharakteristik. Dabei soll die digitale Signalreihe so begrenzt werden, daß einfache Grundstromkreise zur Begrenzung in der Nähe des Minimums eingesetzt werden können, ohne die Übertragungsparameter zu verschlechtern. Die nachfolgend beschriebene Schaltungsanordnung bezweckt die Realisierung des erfindungsgemäßen und in der Erfindungsbeschreibung ausführlich beschriebenen Verfahrens.



Eingang 6 führt zu einem bekannten digitalen Teiler, Ausgang 7 bildet den Ausgang einer ebenfalls bekannten analogen Summierstufe 4. Sowohl der digitale Teiler 3 als auch der Signalsynthetisator 1 verfügen über 2N Ausgänge und einen gemeinsamen Synchronisiereingang 5. Die analoge Summierstufe 4 verfügt über 2N Eingänge, wobei N eine positive ganze Zahl ist. Die Ausgangsleitungen des Signalsynthetisators und des digitalen Teilers 3 sind an die Eingänge eines Steuerstromkreises 2 angeschlossen.
Der Signalsynthetisator verfügt über Stellglieder zur Einstellung der Amplitude und Phasenlage der Harmonischen, die das Grundsignal bilden.
Die Steuerstromkreise 2 ändern das Vorzeichen oder die Größe der analogen Grundsignalreihe, die in Abhängigkeit von dem Wert der unterteilten binären Signale zu dem anderen Eingang geführt sind. Die Schaltung ist besonders für eine mehrstufige Modulation geeignet, wobei die einzelnen Ausgangsleitungen des Signalsynthetisators gleichzeitig an mehreren Steuerstromkreisen angeschlossen werden können. Auf diese Weise kann der gesamte Stromkreis durch verhältnismäßig einfache Blockschaltungen ergänzt werden. Die gestrichelten Blöcke zeigen die Schaltung, die zur Umsetzung einer weiteren digitalen Signalreihe zu bandbegrenzten analogen Signalen dient. Sie wird aus einem digitalen Teiler 8, aus weiteren 2N Steuerstromkreisen 9 und aus einer weiteren analogen Summierstufe 10 mit 2N Eingängen gebildet.

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 3. 1980 bis 15. 4. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542 03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR[1]) vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | ≤ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender –0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | ≤ 0,0001 s.

Information über UT 1 – UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
13. 3.–17. 3.	+0,4 s	+0,06 s
18. 3.–25. 3.	+0,4 s	+0,04 s
26. 3.– 2. 4.	+0,4 s	+0,02 s
3. 4.–10. 4.	+0,4 s	0,00 s
ab 11. 4.	+0,4 s	–0,02 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach 13h 15min 00s UTC[1]) vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) 13h 15min 00s	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen 13h 05min und 13h 15min UTC[1]) Δf/f in 10^{-11}
16. 3.	+0,016 572 8 s	0
17. 3.	+0,016 569 0 s	0
18. 3.	+0,016 485 5 s	0
19. 3.	+0,000 444 1 s	0
20. 3.	+0,016 472 9 s	0
21. 3.	+0,016 472 8 s	0
22. 3.	+0,016 476 6 s	0
23. 3.	+0,000 411 8 s	0
24. 3.	+0,016 472 9 s	0
25. 3.	+0,016 459 9 s	0
26. 3.	+0,016 459 9 s	0
27. 3.	+0,015 338 1 s	0
28. 3.	+0,015 334 2 s	nicht stabilisiert
29. 3.	+0,015 143 9 s	nicht stabilisiert
30. 3.	+0,015 144 4 s	0
31. 3.	+0,015 140 7 s	0
1. 4.	+0,015 128 4 s	0
2. 4.	+0,014 924 4 s	0
3. 4.	+0,014 923 6 s	0
4. 4.	+0,014 976 0 s	nicht stabilisiert
5. 4.	+0,014 978 9 s	0[2])
6. 4.	+0,014 946 8 s	0
7. 4.	+0,014 979 0 s	0[2])
8. 4.	+0,014 979 0 s	0
9. 4.	+0,014 975 2 s	0
10. 4.	+0,014 978 9 s	0[2])
11. 4.	+0,014 975 1 s	0
12. 4.	+0,014 978 9 s	0
13. 4.	+0,014 978 9 s	0
14. 4.	+0,014 975 1 s	0
15. 4.	+0,014 978 8 s	0

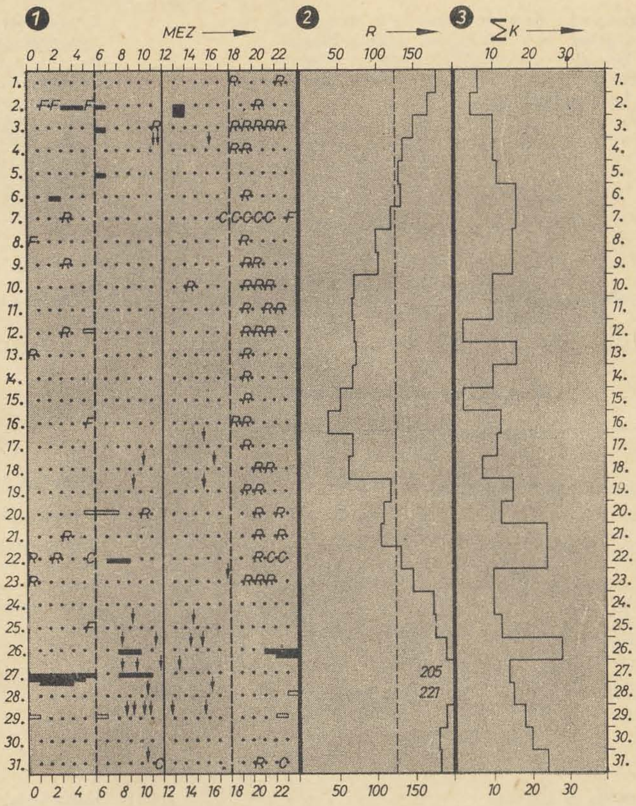
[1]) Gemäß der Verordnung über die Einführung der Sommerzeit vom 31. Januar 1980 gilt Normalzeit der DDR = UTC + 2 Stunden. Diese Beziehung ist bei den in der UTC-Zeitskale angegebenen Aussendezeiten zu berücksichtigen.

[2]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-Ausbreitung

im März 1980 und Vorschau für Juni 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im März 1980

(1) **relative** Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh, Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

Δf/f
- +41% und darüber
- +31 ··· +40%
- +21 ··· +30%
- +20 ··· –20%
- –21 ··· –30%
- –31 ··· –40%
- –41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

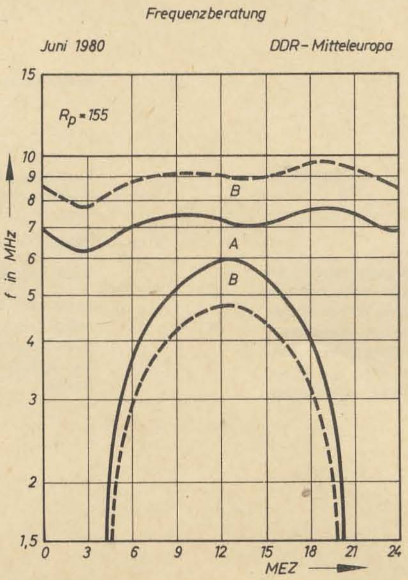
Keine Messung wegen:

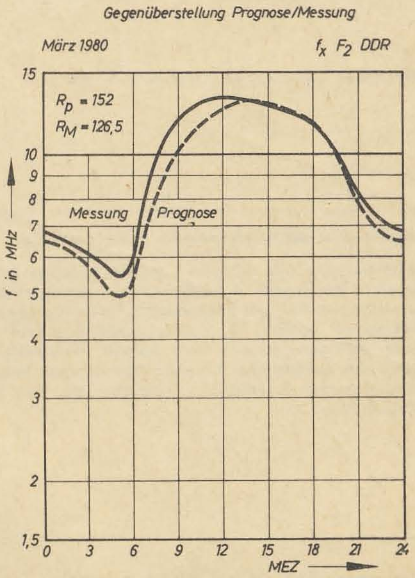
A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

(2) gemessene tägliche Züricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

(3) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_p (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet





Vorschau für Juni 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0...600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Bauanleitung | **Bauelemente und -gruppen** Applikationen

Ruhestromfreier Signalgenerator

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

Für die vorzugsweise für elektronische Kameras entwickelte integrierte Transistorkombination A 910 ergeben sich zahlreiche weitere Einsatzmöglichkeiten. Hier wird ihr Einsatz in einem ruhestromfreien Generator mit hochohmigem Start-Stopp-Eingang und Leistungsausgang für einen Arbeitsbereich von 2,8...5,6 V vorgeschlagen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 261

Elektronische Meßtechnik analog

Automatische Nullpunktkorrektur von Analogschaltungen

Dipl.-Ing. Ralph Altmann

Es wird ein Verfahren zur automatischen Nullpunktkorrektur von Analogschaltungen nach dem Prinzip der kontinuierlichen Regelung vorgestellt, das sich auch auf Integratoren anwenden läßt. Statisches und dynamisches Verhalten des Korrekturregelkreises werden anhand der regelungstechnischen Gleichungen und praktischer Erfahrungen mit den Grundschaltungen des Verstärkers und Integrators eingehend diskutiert. Für die Anwendung des Verfahrens auf einen Integrator, einen Verstärker und einen Verstärker mit MOSFET-Eingang sind die dimensionierten Schaltungen angegeben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 379

Ausstellungs- und Messeberichte

Leipziger Frühjahrsmesse 1980

Neuheiten folgender Fachgebiete werden vorgestellt:

Bauelemente
Radio
Fernsehen
Elektroakustik
Antennen
Sonstige Konsumgüter
Meßtechnik und Datenerfassung
Datenverarbeitungsanlagen
Nachrichtengeräte
Technologische Ausrüstungen

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 343

Bauelemente und -gruppen Integrierte Schaltungen analog

K 140 MA 1 als Multiplizierer

Dipl.-Ing. Dietrich Birus und Dipl.-Ing. Endre Szabolcs

Die sowjetische IS K 140 MA 1 wird in einer Multiplizierschaltung eingesetzt, die nach dem Prinzip gesteuerter Stromquellen arbeitet. Im Beitrag werden neben der realisierten Schaltung auch die Meßergebnisse angeaeben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 383

Bauelemente und -gruppen Sonstige Bauelemente und -gruppen

Sensoren für die Mikroelektronik

Dipl.-Ing. Erhard Schoppnies

Mikroelektronische Steuerungen sind für die Prozeßtechnologie erst dann sinnvoll anzuwenden, wenn auch geeignete Sensoren zur Meßwertaufnahme zur Verfügung stehen. In diesem Beitrag werden die gegenwärtig üblichen Sensoren hinsichtlich ihrer Technologie und der sich daraus ergebenden Eigenschaften kurz vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 363

Speichertechnik Halbleiterspeicher

Entwurf einer batteriegestützten CMOS-RAM-Steckeinheit

Dipl.-Ing. Günter Turinsky

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit dem Entwurf batteriegestützter CMOS-Speicher auf der Basis von statischen RAM-IS. Es werden Hinweise zur Auswahl der Stützbatterie und der Zusammenschaltung der batteriegestützten und der Hauptstromversorgung gegeben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 385

Auslandstechnik | **Technologie**

Bildsensoren und taktile Sensoren für Industrieroboter

Im Zusammenhang mit modernen technologischen Fertigungsverfahren wird häufig der Begriff Industrieroboter verwendet bzw. sein Einsatz als Voraussetzung für eine ökonomische Fertigung genannt. Unter einem Industrieroboter versteht man eine umrüstbare und somit wiederverwendbare Fertigungsanlage mit hohem Automatisierungsgrad, die monotone und gefährliche Arbeiten übernehmen kann. Aus der Sicht der internationalen Fachliteratur wird versucht, den Stand auf diesem Gebiet darzulegen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 365

Technologie Prüftechnologie | **Elektronische Meßtechnik** analog

Tester für analoge Bauelemente

Dipl.-Ing. Rainer Palm und Dipl.-Ing. Gerhard Obier

In diesem Beitrag wird ein Tester für analoge IS, vorzugsweise für Operationsverstärker und Komparatoren, vorgestellt, der nach dem Vergleichsverfahren arbeitet. Darüber hinaus ist es möglich, mit diesem Gerät Transistoren nach Stromverstärkungsgruppen automatisch zu sortieren.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 387

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Elektronische Meßtechnik
analog

Impedanzwandler für Schwingungsmessungen mit piezoelektrischen Meßwandlern

Dipl.-Phys. Arno Kiekbusch

Der Impedanzwandler ist speziell für Schwingungsmessungen mit piezoelektrischen Meßwandlern vorgesehen. Als Wechselspannungs-Elektrometerverstärker mit sehr hoher Eingangs- und niedriger Ausgangsimpedanz ist er geeignet, Störungen und Übertragungsverluste, wie z. B. durch lange Verbindungskabel mit geringem Wellenwiderstand, weitgehend auszuschließen. Der Impedanzwandler zeichnet sich durch einen großen Dynamik- und Frequenzumfang aus. Die Meßbereichswahl wird vorzugsweise durch den Übertragungsfaktor des Beschleunigungsaufnehmers bestimmt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 389

Speichertechnik
Magnetische Verfahren

Kompaktkassette für Endlosbetrieb

Dr.-Ing. Walter Siegemund

Die vorgestellte Endloskassette wurde im VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden entwickelt. Nach Analyse vorhandener Lösungen wird die zum Patent angemeldete Kassette beschrieben. Ihre Eigenschaften machen den Einsatz in den verschiedenen Bereichen der Meß- und Prüftechnik, im kommerziellen und Amateurfunk und in der EDV möglich.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 397

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Siebensegment-BCD-Dekoder

In diesem Beitrag werden drei im Aufwand und in der Aufgabenstellung unterschiedliche Lösungen für einen Siebensegment-BCD-Dekoder beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 392

Kritische Bemerkungen

Elektroakustische Baugruppen und Geräte
Ein-Kanal

Wir lernten kennen:
Stern-Radiorecorder R 4100

Der neue Radiorecorder aus dem VEB Stern-Radio Berlin wird hinsichtlich seiner Gebrauchseigenschaften und Wiedergabequalität beurteilt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 399

Verstärkertechnik

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Schutzschaltungen für NF-Leistungsverstärker

Dipl.-Ing Wolfram Friedrich

Die Erhöhung der Ausgangsleistungen bei hochwertigen NF-Leistungsverstärkern und auch die Erhöhung der Kanalzahlen machen es erforderlich, die Endstufen und Lautsprecherkombinationen vor Beschädigungen durch Fehlanpassung, Kurzschluß bzw. Fehlern in den Verstärkern (Stromversorgung, Mittenspannungsregelung) zu schützen. Für diskrete Verstärker werden thermische Schutzschaltungen und Überstromschutzschaltungen beschrieben. Für diskrete und integrierte Verstärker in sog. DC-Technik sind Gleichspannungsdetektoren zum Schutz der Lautsprecher von Bedeutung. Abschließend werden die in hochwertigen integrierten Leistungsverstärkern vorhandenen Schutzschaltungen erläutert.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 393

Technologie

Neuerungen bei magnetischen Werkstoffen

Der Beitrag geht auf die Besonderheiten und die Anwendungsmöglichkeiten sowohl der hartmagnetischen als auch der weichmagnetischen Werkstoffe ein und zeigt weitere Entwicklungstendenzen bei magnetischen Werkstoffen auf.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 400

Bauelemente und -gruppen
Applikation

Quarzzeitbasis für Sekunden- und Minutenimpulse

Lüder Gleichmann

Der Beitrag beschreibt zwei Schaltungsvarianten mit den IS T 3442 B, U 113 F sowie A 301 D zur Herstellung TTL-gerechter 1-Hz-Impulse mit Quarzgenauigkeit. Es wird gezeigt, daß sich die Uhrenschaltkreise vorteilhaft auch als Hilfsmittel bei der Lösung von Meßaufgaben einsetzen lassen und den Aufwand deutlich herabsetzen können. Zum Betrieb ist nur eine Versorgungsspannung von +5 V notwendig.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 396

KONDENSATOR-MIKROFONE

- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT · VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

Passive elektronische Bauelemente

Von Prof. Dr.-Ing. habil.
Herbert Höft

Reihe Elektronische Festkörperbauelemente.
348 Seiten, 288 Bilder,
119 Tafeln, Leinen,
22,– M, Ausland 28,– M.
Bestell-Nr. 552 475 6.

Noch im Buchhandel erhältlich

Passive elektronische Bauelemente werden auch heute noch in großen Stückzahlen in elektronische Geräte eingebaut. Die genaue Kenntnis der theoretischen Zusammenhänge soll den künftigen Elektronikingenieur dazu befähigen, durch Ausnutzung aller Parameter Leistungsfähigkeit, Qualität und Zuverlässigkeit der Bauelemente zu erhöhen und Material einzusparen.
Das Buch entstand aus Vorlesungen an der Sektion Physik-Elektronische Bauelemente der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt. Es ist auch als Nachschlagewerk für den in der Praxis tätigen Bauelemente-Ingenieur geeignet.

AUS DEM INHALT:

Widerstände

Elektrische Leitfähigkeit (in Metallen) · Feste lineare Kaltleiter · Polykristalline Halbleiterwiderstände · Regelbare Widerstände · Wiederholungsfragen

Kondensatoren

Grundlagen · Technischer Kondensator · Kondensatortypen und -bauformen · Anwendung von Kondensatoren · Wiederholungsfragen

Induktivitäten

Grundbeziehungen · Induktivität verschiedener Leiterformen · Induktivität verschiedener Spulenformen · Technische Induktivitäten · Eigenschaften technischer Spulen · Magnetwerkstoffe · Verhalten von Kernmaterialien in Wechselfeldern · Wiederholungsfragen

Frequenzselektive Bauelemente (Filter)

LS-Filter (Reaktanzschaltungen) · RC-Filter · Piezoelektrische Filter · Magnetomechanische Filter · Wiederholungsfragen

„Ausgezeichnet illustriert, und der Stoff ist klar und deutlich dargelegt." Neue Bücher im Ausland, Moskau
Vertriebsrechte für BRD, Berlin (West) und Schweiz vergeben

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN